NUMERO DOPPIO 13-14

Spedizione in abbonamento postale - Gruppo terzo

LUGLIO - 1947 -

ANNO XIX

LIRE 120

QUINDICINALE DI RADIOTECNICA

BCM

BISERNI & CIPOLLINI

MILANO

CORSO ROMA, 96 - TELEF. 578.438

PREZZI IMBATTIBILI!

NON SI TEME CONCORRENZA

VENDITA AL MINUTO E ALL'INGROSSO

LISTINO PREZZI A RICHIESTA

PREVENTIVI

Tutto per la radio

SCALE PARLANTI - GRUPPI PER ALTA FREQUENZA - MEDIE FREQUENZE - TRASFORMATORI DI ALIMENTAZIONE - TRASFORMATORI DI BASSA FREQUENZA - ALTOPARLANTI - CONDENSATORI - RESISTENZE MINUTERIE METALLICHE - MOBILI RADIO MANOPOLE - BOTTONI - SCHERMI ZOCCOLI PER VALVOLE - ECC.

TUTTO PER AUTOCOSTRUZIONI RADIO!

Officine Costruzioni Radio
Via Canaletto, 14 - MILANO

Concessionaria esclusiva per la vendita
Società commerciale i. n. c.

RADIO SCIENTIFICA

MILANO

VIA ASELLI 26 - TELEFONO 292.385

Tutto il materiale per radiomeccanici

Scatole montaggio - Scale parlanti - Telai Gruppi A. F. - Medie Frequenze - Trasformatori d'alimentazione - Trasformatori d'uscita - Altoparlanti - Condensatori elettrolitici, a carta, a mica - Condensatori variabili - Resistenze - Minuterie metalliche - Zoccoli per valvole - Valvole Manopole - Schermi - Squadrette - Mobili per radio - Fonotavolini - ecc.

PREZZI IMBATTIBILI

Radiomeccanici: *interpellateci prima di fare i vostri acquisti - troverete da noi merce ottima a prezzi minimi.*

LUGLIO 1947

QUINDICINALE DI RADIOTECNICA

ANNO XIX - N. 13-14

XIX ANNO DI PUBBLICAZIONE

*

PROPRIETARIA EDIT. IL ROSTRO SOCIETA' A RESP. LIMITATA

*

DIREZIONE - REDAZIONE - AMMINISTRAZIONE VIA SENATO, 24 MILANO — TELEFONO 72.908 — CONTO CORR. POST. N. 3/24227 C. C. E. C. C. I. 225438

UFF. PUBBLIC. VIA SENATO, 24

*

SOMMARIO

		pag.
M.F Francardi	Note di ottica elettronica	307
A. Azzali	Dal riproduttore elettroacustico all'aereo	310
V. P.	Nomogramma per il calcolo delle impedenze e degli sfasamenti	315
L. B.	Caratteristiche e dati di funzionamento del tubo EF51	317
D.F. Mc Avoy	Progetto di un "probe" per AF	319
il WK	Indicatore di sovramodulazione	321
R. Sellari	Calcolo di un trasformatore di uscita per P.P.	322
L. B.	Tabella di conversione dei diametri dei fili da "gauges" in millimetri e viceversa	324
G. Termini	Consulenza	325

UN FASCICOLO SEPARATO COSTA L. 50. QUESTO FASCICOLO COSTA LIRE CENTOVENTI

*

ABBONAMENTO ANNUO LIRE 1000 + 20 (I. g. e.) ESTERO IL DOPPIO

*

Per ogni cambiamento di indirizzo inviare Lire Venti, anche in francobolli. Si pregano coloro che scrivono alla Rivista di citare sempre, se Abbonati, il numero di matricola stampato sulla fascetta accanto al loro preciso indirizzo. Si ricordi di firmare per esteso in modo da facilitare lo spoglio della corrispondenza. Allegare sempre i francobolli per la risposta.

l'antenna

QUINDICINALE DI RADIOTECNICA

ANNO XIX - N. 13-14 - 15-31 LUGLIO 1947 - PREZZO LIRE 120

NOTE DI OTTICA ELETTRONICA

6148/2

di M. F. Francardi

Non sarà inutile ricordare che l'ottica degli elettroni non ha solamente interesse nel campo della televisione, della microbiologia, oppure in quello della osservazione degli oggetti terrestri (cannocchiale elettronico) ma, sia pure in veste più umile, essa entra nello studio dei tubi riceventi.

Basterà pensare ai tubi a fascio elettronico ed a certi tipi di tubi cambiafrequenza nei quali il percorso degli elettroni risulta obbligato su traiettorie determinate per ottenere speciali scopi (indipendenza della sezione oscillatrice locale dalla sezione a frequenza in arrivo).

In altri tubi invece, quali i pentodi silentodi, mediante una adeguata distribuzione dei campi elettrici sostenuti dagli elettrodi, i percorsi elettronici sono tali da rendere minima la corrente di griglia schermo e la emissione secondaria che su essa si verifica, con notevole riduzione del « soffio » e conseguente miglioramento del rapporto segnale/disturbo. Sotto questo aspetto quindi l'o.e. nella sua espressione più elementare, rende considerevoli servigi.

Nell'ottica gaussiana la sorgente luminosa è costituita da una superficie atta ad emettere o a riflettere radiazioni comprese nello spettro di visibilità (0,4 ÷ 0,8 micron) o nello spettro nel quale sono sensibili particolari fenomeni chimici, quali la impressione di emulsioni fotosensibili (gamma attinica).

Nell'ottica elettronica la sorgente di elettroni è costituita da superfici dotate di attitudine ad emettere elettroni o in forza di fenomeni termoionici, oppure di fenomeni fotoelettrici, o infine di fenomeni di urto. Le due ultime categorie di fenomeni possono eventualmente agire simultaneamente (moltiplicatori elettronici ad alta frequenza). In ogni caso si ha generalmente a che fare con sorgenti che, come risulterà da quanto esporremo, potremo definire policromatiche, poichè la energia di espulsione dell'elettrone dal metallo emittente può assumere valori oscillanti intorno al valore minimo

$$\frac{1}{2}\, m v_0^2 = E \cdot e$$

esprimente il lavoro di estrazione.

Il fenomeno è analogo del resto a quello che si presenta nell'ottica dei raggi luminosi, nella quale ci troviamo di norma in presenza di sorgenti di radiazioni la cui lunghezza d'onda è compresa entro uno spettro la cui estensione non può essere trascurabile.

Riferendoci ad una nostra precedente Nota (cfr. « *l'antenna* », XVIII, nn. 13-16) richiamiamo brevemente alcune nozioni di carattere elementare, delle quali ci gioveremo per trarre alcune conclusioni.

E' noto che nell'ottica gaussiana il teorema dei seni può esprimersi mediante la relazione:

$$[1] \qquad \frac{sen\, i}{sen\, r} = \frac{n}{n_1}$$

indicando con i l'angolo che la radiazione incidente forma con la normale alla superficie di separazione dei due mezzi rifrangenti isotropi, di cui con n ed n_1 abbiamo indicato i rispettivi indici di rifrazione assoluti.

Il moto di un elettrone in un campo elettrico φ, è regolato dalla equazione di moto:

$$[2] \qquad \frac{dv}{dt} = \frac{e}{m}\, grad\, \varphi$$

essendo v la velocità dell'elettrone in ciascun punto della traiettoria, e ed m rispettivamente la carica e la massa. Risulta che la accelerazione

$$\frac{dv}{dt}$$

è tutta diretta secondo il vettore $\mathbf{k} = grad\, \varphi$ e quindi normale alle superfici equipotenziali $\varphi = cost.$ Di conseguenza la componente della velocità v secondo la tangente alla superficie $\varphi = costante$ (naturalmente nel punto in cui essa è attraversata dalla traiettoria elettronica) è costante. Tale componente, se α è l'angolo che $\mathbf{v}$ forma con $\mathbf{k}$ vale $v\, sen\, \alpha$.

Quindi avremo:

$$v\, sen\, \alpha = cost.$$

La espressione della velocità v dell'elettrone, nella ipotesi che esso parta da quiete, è immediatamente ricavabile in funzione del potenziale φ dei punti dello spazio.

$$\frac{1}{2}\, m v^2 = e \varphi \qquad \text{cioè} \qquad v = \sqrt{\frac{2e}{m}} \cdot \sqrt{\varphi} = c \sqrt{\varphi}$$

essendo c una costante. Quindi:

$$\sqrt{\varphi}\, sen\, \alpha = cost.$$

Confrontandola con la [1] scritta nella forma:

$$n_1\, sen\, i = n\, sen\, r = cost.$$

si ha che lo studio del moto di un elettrone in un campo elettrico di potenziale $\varphi = \varphi\,(x, y, z)$ può effettuarsi mediante lo studio del cammino di una radiazione luminosa in un mezzo dispersivo isotropo in cui l'indice di rifrazione $n = n\,(x, y, z)$ sia legata alla condizione che in ogni punto $P\,(x_0, y_0, z_0)$ della regione nella quale si svolge il fenomeno si abbia:

$$n\,(x_0\, y_0\, z_0)$$

proporzionale a

$$\sqrt{\varphi\,(x_0\, y_0\, z_0)}\,.$$

Stabilito questo punto essenziale, consideriamo il fenomeno della riflessione totale. In ottica esso si verifica se l'angolo di incidenza λ è tale che

$$sen\, \lambda \geq n_1/n\,.$$

Un elettrone che si muova in seno ad un campo elettrico sarà riflesso quando l'angolo di incidenza λ col quale col-

pisce una superficie che limita due regioni: $\varphi = cost$ e $\varphi_1 = cost$ è tale che:

$$sen\ \lambda \geq \sqrt{\frac{\varphi}{\varphi_1}}$$

Fenomeni di questo tipo si verificano ad esempio per gli elettroni del raggio analizzatore delle telecamere ad elettroni lenti (tipo Orthicon) nelle immediate vicinanze del fotocatodo a mosaico. Osserviamo che i fenomeni di riflessione ai quali abbiamo accennato, vanno intesi in un senso più lato di quello usuale nell'ottica gaussiana: in realtà, essendo la distribuzione delle superfici equipotenziale tale che ogni punto dello spazio nel quale sia

$$\varphi\ (x,\ y,\ z) \neq 0$$

può pensarsi appartenere alla giacitura di una superficie $\varphi = cost$, il fenomeno della riflessione totale è conseguenza di una serie di rifrazioni successive.

Procedendo nella analogia, è nota la relazione di Huygens:

$$F = \frac{1}{\frac{n - n_0}{n_0}\left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}\right)}$$

che da la lunghezza focale di una lente sottile di cui R_1 ed R_2 siano il primo ed il secondo raggio di curvatura delle superfici, n l'indice di rifrazione del mezzo (vetro) fra esse compreso ed n_0 l'indice di rifrazione del mezzo nel quale la lente è immersa.

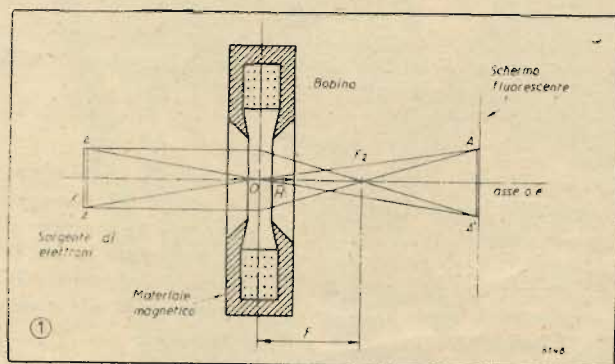



Fig. 1. — Schema di lente magnetica sottile.

Se φ_1 indica il potenziale costante dei punti $P\ (x,\ y,\ z)$ interni ad una regione dello spazio di forma lenticolare, limitata, mediante due superfici equipotenziali di raggio di curvatura R_1 ed R_2 da una regione in cui sia φ_2 = costante, avremo che un elettrone incidente il sistema con velocità

$$v = \sqrt{\frac{2\,e}{m}\,\varphi_2}$$

e che attraversi il campo di φ_1, verrà a colpire l'asse di simmetria in un punto che dista dal centro ottico della lente elettrica della quantità:

$$F = \frac{1}{\frac{\sqrt{\varphi_1} - \sqrt{\varphi_2}}{\sqrt{\varphi_2}}\left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}\right)} = \frac{1}{\left(\sqrt{\frac{\varphi_1}{\varphi_2}} - 1\right)\left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}\right)}$$

La traiettoria dell'elettrone incidente e evidentemente supposta parallela all'asse di simmetria (ottico) del sistema, ed altresì abbiamo supposto che la quantità

$$\left(\sqrt{\frac{\varphi_1}{\varphi_2}} - 1\right)\left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}\right)$$

sia positiva, cioè il sistema sia convergente. Ciò si verifica se

$$\sqrt{\frac{\varphi_1}{\varphi_2}} > 1\ .$$

Nel caso del sistema ottico equivalente, dato che in generale è $n > n_0$, la stessa condizione impone che:

$$\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} > 0$$

e cioè che si tratti di lente positiva (biconvessa o menisco convergente) essendo la quantità R affetta da segno positivo o negativo a secondo che sia relativa ad una superficie convessa o concava. Le lenti elettriche mostrano la possibilità di variarne la vergenza agendo sul rapporto φ_1/φ_2, il che nell'equivalente sistema ottico non è generalmente possibile a meno che si tratti di dispositivi del tipo « a immersione » nei quali può essere variato l'indice di rifrazione dei mezzi. E' evidente che invertendo il ruolo dei potenziali φ_1 e φ_2 la lente elettrica rovescia il suo comportamento: da convergente diventa divergente e viceversa.

Resta ora da definire la espressione dei raggi di curvatura R_1 ed R_2 che compaiono nella [2] in funzione del potenziale φ dei punti dello spazio. Per questo premettiamo che il campo elettrico è evidentemente simmetrico rispetto all'asse ottico elettronico del sistema per la stessa struttura lenticolare del campo.

Riferendoci quindi anzichè ad un sistema cartesiano ad un sistema di coordinate cilindriche in cui l'asse z coincida con l'asse o.e., avremo che sarà possibile esprimere le superfici equipotenziali mediante una equazione del tipo:

$$\varphi\ (r_1\ z) = costante$$

trattandosi di superfici di rivoluzione intorno all'asse z.

Limitando il problema ad un caso che trova l'equivalente ottico nello studio delle lenti di piccola apertura, cioè considerando di tali superfici la sola regione vicina all'asse z (regioni parassiali) ponendoci da un punto di vista generale, indichiamo con $\Phi\ (z)$ il valore della funzione potenziale nei punti delle regioni limitrofe all'asse z. E' evidente che tale funzione ha il valore φ_2 = costante nei punti dell'asse z esterni alla regione lenticolare, avrà invece il valore φ_1 = cost. nei punti interni ad essa.

Quindi vi saranno due regioni parassiali, e precisamente quelle di incontro fra l'asse z e le superfici di curvatura $1/R_1$ ed $1/R_2$ nei quali la funzione $\Phi\ (z)$ supporremo ammetta derivata prima e seconda diversa da zero, con valore finito.

In tale ipotesi esprimendo che il campo della funzione φ è contemporaneamente a distribuzione lamellare e solenoidale, la applicazione della funzione di Laplace che in coordinate cilindriche ha la forma:

$$\frac{\partial^2 \varphi}{\partial r^2} + \frac{\partial^2 \varphi}{\partial z^2} + \frac{1}{r}\frac{\partial \varphi}{\partial r} = 0$$

porta ad una espressione del raggio di curvatura R in funzione di Φ nelle regioni parassiali del tipo:

$$[3] \qquad \frac{1}{R} = \frac{1}{2}\left[\frac{d^2\Phi(z)}{d\,z^2} \Big/ \frac{d\Phi(z)}{d\,z}\right]$$

Esiste la possibilità di costruire il percorso elettronico attraverso una lente elettrica ricorrendo ad una costruzione geometrica che scaturisce immediatamente da quanto abbiamo premesso. Limitatamente a percorsi parassiali per i quali vale la [3] la curvatura delle superfici equipotenziali si confonde con quella di superfici aventi il centro sull'asse z di simmetria.

Dalla risoluzione della [3] otterremo i raggi di curvatura R e quindi, nota la energia $\frac{1}{2}\,mv^2$ con la quale l'elettrone attraversa la lente elettrica, mediante l'applicazione successiva della legge della rifrazione, sarà possibile disegnare la traiettoria percorsa. Si tratta quindi di studiare un sistema ottico dispersivo equivalente in ogni punto del quale sia l'indice di ritrazione proporzionale alla radice del potenziale elettrico.

La conoscenza della energia dell'elettrone è necessaria, poichè da essa dipende la lunghezza focale della lente elet-

trica, così come dipende dalla lunghezza d'onda della radiazione luminosa il potere convergente di un sistema ottico (dispersione cromatica).

Ciò è immediatamente dimostrabile: esaminiamo la lente elettrica studiata; se l'elettrone entra nella regione equipotenziale dotato di una velocità v_0 potremo pensare che tale velocità derivi da un potenziale φ_0.

A parità quindi di φ_1 e φ_2 la lunghezza focale F della lente diventa:

$$F = \frac{1}{\left(\sqrt{\frac{\varphi_1 + \varphi_0}{\varphi_2 + \varphi_0}} - 1 \right) \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right)}$$

ed è diversa da quella precedente.

A parità di ogni altra condizione potremo quindi scrivere per la lente elettrica una relazione

$$F = f\,(v) \qquad [4]$$

essendo v la velocità di incidenza dell'elettrone sul sistema o.e.

La formula [4] trova la corrispondente

$$F = f\,(\nu)$$

valida per i sistemi ottici, essendo ν la frequenza della radiazione incidente.

Il tipo di lente elettrica che abbiamo esaminato è interessante dal punto di vista fisico per stabilire agevolmente le principali analogie fra l'ottica elettronica dei sistemi elettrici puri e l'ottica Gaussiana dei sistemi isotropi. Essa non trova per altro applicazione pratica, causa la difficoltà di realizzare i campi elettrici che essa richiede mediante elettrodi di forma semplice.

Nell'impiego pratico è assai frequente il tipo di lente elettrostatica costituita da cilindri coassiali di raggio diverso fra i quali è stabilita una d.d.p. La lunghezza focale di siffatto sistema è funzione del rapporto fra i diametri degli elettrodi cilindrici oltrechè della d.d.p. fra essi stabilita e della distanza alla quale sono posti reciprocamente.

Generalmente, nota la energia degli elettroni all'ingresso di detto sistema, la lunghezza focale viene ricavata sperimentalmente, poichè non sempre è agevole il calcolo di questo parametro.

Un altro tipo assai semplice di lente elettrica è costituito da uno schermo forato, che divide due regioni equipotenziali delle quali indicheremo con φ_a il valore del potenziale dei punti che precedono tale schermo e con φ_b quello dei punti che sono posti dopo lo schermo, procedendo nel senso del moto degli elettroni. La lunghezza focale è:

$$F = \frac{4\,\varphi_0}{\varphi_b - \varphi_a}$$

essendo φ_0 il potenziale del diaframma forato.

A seconda del segno di $\varphi_b - \varphi_a$ la lente è convergente o divergente.

Quasi sempre i sistemi o.e. realizzati dalla tecnica sono confrontabili con quelli ottici composti da più lenti di vetri di diversa densità, e separate da mezzi di indice di rifrazione diverso, cioè con sistemi ottici assai complessi.

Trattasi comunque di sistemi concentrati, cioè nei quali il campo elettrico φ ha simmetria assiale $\varphi = \varphi\,(r,\ z)$ e nei quali le equazioni di moto dell'elettrone sono ricavabili dalla:

$$[5] \qquad \begin{cases} a_r = \dfrac{e}{m} \dfrac{\partial \varphi}{\partial r} \\ a_\theta = 0 \\ a_z = \dfrac{e}{m} \dfrac{\partial \varphi}{\partial z} \end{cases}$$

indicando con a_r ed a_z rispettivamente la componente radiale ed assiale dell'accelerazione.

L'esame della [5] conferma trattarsi di una traiettoria giacente nel piano z, r e quindi garantisce la isotropia del sistema ottico equivalente nel quale il percorso dei raggi luminosi è piano.

Ma è noto che esistono mezzi dispersivi che non sono isotropi, nei quali cioè l'indice di rifrazione dei punti dello spazio dipende, oltre che dalla posizione geometrica del punto, anche dalla direzione di propagazione della radiazione luminosa.

Tali mezzi sono ad esempio i reticoli cristallini. Nell'ottica elettronica la presenza di un campo magnetico porta come conseguenza immediata la componente $a_\theta = 0$, e quindi la traiettoria di un elettrone in moto non è più piana ed il mezzo ottico dispersivo equivalente è anisotropo.

Consideriamo infatti le condizioni di moto di un elettrone in un campo magnetico H. Se v è la velocità dell'elettrone, esso equivale ad una corrente di intensità

$$I = e \cdot v$$

quindi se α indica l'angolo formato dai vettori v ed H, la forza che sollecita l'elettrone è

$$f = e\,B\,v\,sen\,\alpha \qquad \text{(Biot e Savart)}$$

e cioè, considerando il segno di e, il prodotto vettoriale di

$$-e\,(B \wedge v).$$

Tale forza è in ogni punto della traiettoria perpendicolare alla direzione della velocità v e del campo H e quindi lo sarà anche la accelerazione f/m che viene a coincidere con la accelerazione normale v^2/ρ essendo ρ il raggio di curvatura della traiettoria descritta dall'elettrone.

La equazione differenziale della traiettoria si ottiene subito

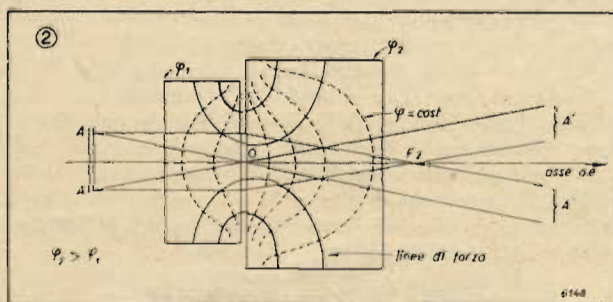



Fig. 2. — Schema di lente elettrica ad elettrodi cilindrici.

relativamente ad un sistema di coordinate x, y, z, nella ipotesi che il campo magnetico H non sia funzione del tempo.

Con tutta generalità le componenti della velocità v saranno

$$\frac{\partial x}{\partial t}\,i \qquad \frac{\partial y}{\partial t}\,j \qquad \frac{\partial z}{\partial t}\,k$$

essendo i, j, k, i versori rispettivamente dell'asse x, y, z.

Svolgendo ora il prodotto vettoriale

$$f = e\,(v \wedge B)$$

otteniamo le equazioni differenziali della traiettoria:

$$\frac{\partial^2 x}{\partial t^2} = \frac{e}{m} \left[B_z \frac{\partial y}{\partial t} - B_y \frac{\partial z}{\partial t} \right]$$

$$\frac{\partial^2 y}{\partial t^2} = \frac{e}{m} \left[B_x \frac{\partial z}{\partial t} - B_z \frac{\partial y}{\partial t} \right]$$

$$\frac{\partial^2 z}{\partial t^2} = \frac{e}{m} \left[B_y \frac{\partial x}{\partial t} - B_x \frac{\partial y}{\partial t} \right]$$

Queste relazioni mostrano che il moto non è piano e la loro integrazione precisa trattarsi di moto di tipo elicoidale descritto con velocità angolare costante dipendente solamente dal valore di B, cioè dalla permeabilità magnetica del mezzo e dal valore di H.

Le considerazioni svolte sono della massima generalità, poichè assai spesso nei sistemi o.e. il campo magnetico ha simmetria assiale come pure quello elettrico e il problema viene studiato in coordinate cilindriche. (*segue a pag. 320*)

TEORIA E PRATICA DI RADIOSERVIZIO — *a cura di A. Azzali*

DAL RIPRODUTTORE ELETTRO-ACUSTICO ALL'AEREO

6. - LO STADIO FINALE O DI POTENZA

(Continuazione, vedi anno XVIII, nn. 5-6, 7-8, 19 20, 21 24 e anno XIX nn. 1 2)

Per procedere con ordine all'esame dei vari stadi che costituiscono il radioricevitore, vero e proprio, occorre tener presente che esistono in commercio due tipi fondamentali di circuiti che sono:

1) circuiti a stadi accordati o ad amplificazione diretta;

2) circuiti supereterodina o a cambiamento di frequenza.

Gli stadi di cui si compongono sono:

a) finale o di potenza;

b) invertitore di fase;

c) preamplificatore di tensione B.F.;

d) rivelatore per la tensione del controllo autom. sensibilità;

e) rivelatore per il comando degli stadii di B.F.;

f) amplificatore a media frequenza;

g) oscillatore;

h) convertitore (o mescolatore) di frequenza;

i) amplificatore di alta frequenza.

Tra questi, quelli segnati alle lettere *f*), *g*), *h*) sono caratteristici e presenti nei soli circuiti supereterodina, mentre gli altri possono essere presenti in entrambi i tipi. Da notare che altri stadi come silenziatori automatici, controllo autom. di frequenza, regolatore automatico di contrasti ecc., sono adoperati nei ricevitori di lusso e ci occuperemo di essi dopo una disamina degli stadi principali elencati.

Dato poi che nella presentazione di questa rubrica ci siamo prefissi di percorrere a ritroso la via solitamente seguita inizieremo con gli stadi finali ed esamineremo di volta in volta le caratteristiche dei tubi impiegati.

Stadio finale o di potenza

Ha il compito di fornire la potenza necessaria al funzionamento dei riproduttori elettroacustici; i tubi usati sono generalmente triodi, tetrodi a fascio, pentodi e possono essere indifferentemente a riscaldamento diretto o indiretto. I tipi più comuni risultano dalle tabelle I e II. Possono essere usati singolarmente o in parallelo ed infine in controfase a seconda della potenza e si hanno così tre sistemi o classi definite con A, AB, B.

Classe A - Singolo tubo o controfase o parallelo di due o più tubi. La polarizzazione delle griglie controllo, la tensione anodica ed il carico determinano il punto di lavoro in modo che la corrente di placca non si annulli mai durante l'applicazione del segnale e non si abbia mai corrente di griglia.

Costituiscono il normale impiego nella grandissima maggioranza dei normali ricevitori e possiamo citare ad esempio:

ad 1 solo tubo finale (Marelli mod. Aldebaran);

a 2 tubi in parallelo (Philips mod. 744);

a 2 tubi in controfase (CGE mod. 716).

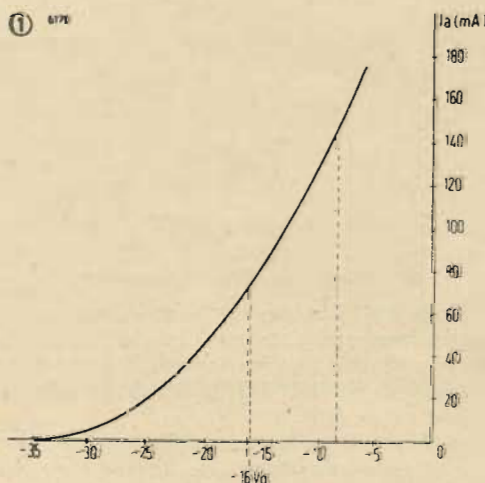
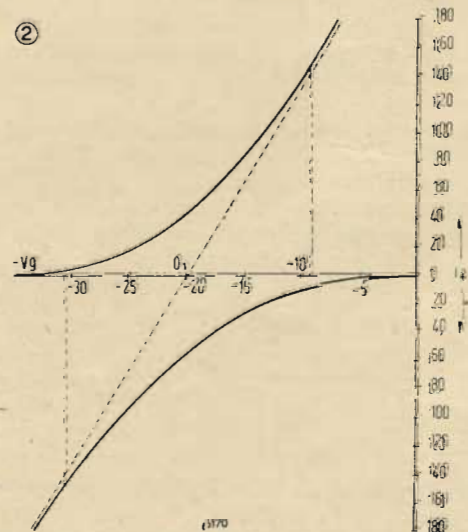
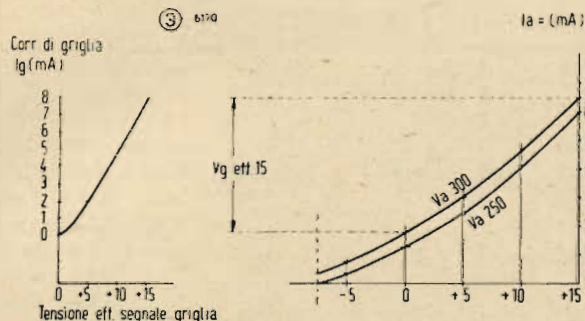
Molti ricevitori pur avendo due o più tubi in parallelo usano due o più riproduttori per la riproduzione stereofonica alimentando ogni riproduttore con un solo tubo (Marelli 8 A 28).

Le figure 1 e 2 rappresentano le caratteristiche di un tubo (AL5) funzionante in classe A, e da esse ci si può rendere conto come una variazione della tensione di polarizzazione può essere fonte di distorsione per l'amplificazione asimmetrica del segnale con conseguente produzione di armoniche.

Classe B - In questo caso i tubi impiegati sono sempre in controfase. La tensione di polarizzazione è elevatissima (1) e tale da consentire una piccolissima corrente anodica senza segnale.

L'amplificazione è asimmetrica ed avviene soltanto per i semiperiodi positivi del segnale poichè il punto di lavoro

(1) In effetti non è necessario che la polarizzazione sia molto elevata. Essa dipende dalle caratteristiche dei tubi impiegati e, se essi sono a forte pendenza cioè con elevato coefficiente di amplificazione occorrerà soltanto una piccola tensione negativa per rendere nulla la corrente anodica in assenza del segnale. In tale caso si hanno controfasi persino con tensione di griglia nulla cioè allo stesso potenziale del catodo con evidente vantaggio nell'economia della costruzione che elimina l'alimentatore di griglia generalmente ricavato attraverso un'apposito circuito raddrizzatore che fornisce la tensione indipendente dall'assorbimento dell'amplificatore.

In questi tipi di controfase la corrente di griglia è intermittente anzichè costante come nel caso di $-Vg=0$.

Pentodo AL5 in classe A singola.

Pentodi AL5 controfase in classe A. Il punto O_1 è riferito alla caratteristica globale.

FIVRE 6N7G - 6A6 - 53: valori per una sezione. Amplificazione classe B.

si trova all'estremità inferiore della caratteristica anodica. Viene usato solo in circuiti con accoppiamenti a trasformatore e non può essere usato diversamente poichè la corrente di griglia che si forma durante l'amplificazione deve essere dissipata attraverso una resistenza molto bassa. Così pure questo tipo di amplificazione esige uno stadio di preamplificazione o stadio pilota che fornisca segnali molto elevati. Viene usato solo ove si richieda notevole potenza e particolarmente negli amplificatori.

Esempio: Condor Mehara 11; Geloso G.17; Siare Radio mod. 472 C.

La figura 3 fornisce una curva caratteristica di amplificazione in classe B di un tubo (6N7).

Classe AB - Le classi AB1 ed AB2 sono soltanto varianti della classe B. Anche in queste è presente una corrente di griglia durante il funzionamento ma non essendo notevole si possono usare accoppiamenti a resistenza-capacità. L'amplificazione del segnale è sempre asimmetrica per cui è necessario usare la disposizione di due tubi in controfase, tuttavia viene amplificato non solo il semiperiodo positivo ma anche piccola parte del negativo fino ad un certo valore critico dato dal punto di lavoro in cui cade la polarizzazione di griglia. Per essere più chiari diamo la curva di fig. 4. In essa si vede che il segnale debole viene amplificato come in classe A mentre il segnale più forte segue le regole della classe B, da cui il nome di classifica AB.

Questo sistema è usato anch'esso su amplificatori od in stadi finali di grande potenza con pilota o con inversore di fase elettronico.

Esempio: Condor 25A5; Geloso G.27A; Nova 60V.

Come ripetiamo il sistema più usato è quello in Classe A nel quale si fa uso di un solo tubo o di due tubi in parallelo o in controfase. Esso consente un'uscita di potenza notevole con minima distorsione (3); una migliore riproduzione viene ottenuta con l'uso della controreazione che consiste come noto nel riportare sulla griglia della finale di uno dei tubi preamplificatori una parte del segnale già amplificato e distorto. Per effetto della differenza di fase esistente tra il segnale amplificato e quello presente sulla griglia si ha una riduzione della distorsione ma anche dell'amplificazione complessiva. Per quest'ultimo motivo troviamo i circuiti di reazione negativa presenti solo in apparecchiature in cui vengono impiegati tubi a notevole sensibilità di potenza ed appartenenti alla categoria dei ricevitori moderni.

Le figure 5-6-7-8 forniscono alcuni esempi pratici di circuiti facenti uso della reazione negativa ed in esse vediamo come si possa, agendo su di alcuni componenti variarne il grado a volontà con guadagno o perdita di fedeltà o di potenza del ricevitore.

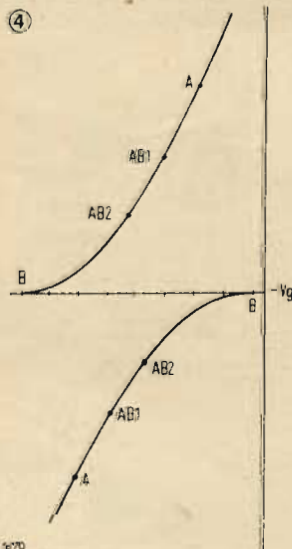
Il grado di fedeltà dei ricevitori è anche determinato dal tipo di tubo impiegato. E' noto infatti che la riproduzione ottenuta con i triodi è migliore, sebbene meno potente, di quella che si ottiene con l'uso di altri tubi, pur avendo i triodi una migliore risposta solo se usati in controfase con pilota. In particolare i pentodi tendono ad amplificare maggiormente i toni alti che non quelli bassi rendendo la riproduzione stridula (2).

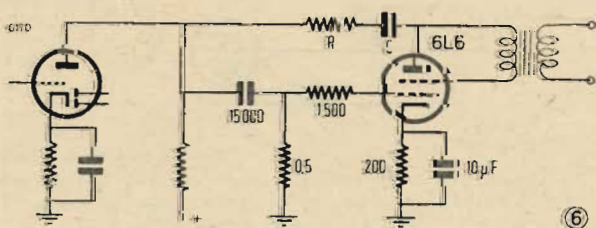
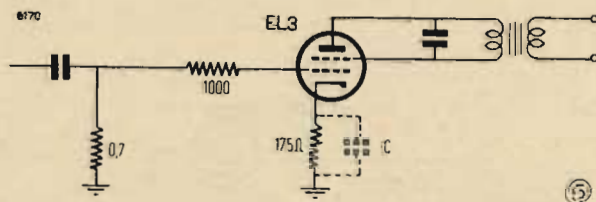
Diamo ora un elenco dei tubi più usati negli stadi finali di potenza su ricevitori o amplificatori normali.

TABELLA I - TRIODI

Tipo	V_f (Volt)	Caratteristica	Riscald.	Osservazioni
30	2	americana	diretto	Classe A e B
50	7.5	»	»	» A
53	2.5	»	indiretto	» B

(2) Questo particolare è dovuto al fatto che, essendo il carico costituito dal trasformatore d'uscita la cui reattanza cresce con l'aumentare della frequenza, l'amplificazione è maggiore per le note alte e naturalmente più distorta. Ciò rappresenta forse un vantaggio per l'intelligibilità del parlato poichè rende le parole più squillanti, ma è uno svantaggio per la riproduzione musicale il cui colore è dato maggiormente dai toni bassi.

(3) Occorre tener presente che la disposizione in controfase elimina le distorsioni dovute alla formazione di armoniche pari (2a Armonica ecc.) ma va opportunamente dimensionato per evitare la formazione di armoniche dispari che sono maggiormente risentite negli stadi in classe AB_1 AB_2 e B.

Mod. Marconi 1562 Controreazione ottenuta con l'eliminazione del condensatore catodico. Non è possibile alcuna regolazione.

Marelli 8F15 Il gruppo RC determina il grado di reazione: aumentando R diminuisce il grado di reazione e variando C la maggiore o minore capacità di esso sposta la caratteristica di frequenza in cui lavora la reazione stessa.

SEGUE TRIODI

45	2.5	americana	diretto	Classe A
2A3	2.5	»	»	» A
6A6	6.3	octal	indiretto	» B
EDD11	6.3	europea	»	» B
6N7	6.3	»	»	» B
79	6.3	americana	»	» B
25A5	2.5	octal	»	» A
6D5	6.3	»	»	» A-B
6F5	6.3	»	»	» A

TABELLA II - PENTODI

Tipo	V_f (Volt)	*Caratteristica*	*Riscald.*	*Osservazioni*
59	2.5	americana	indiretto	(vedi **nota**)
47-PZ	2.5	»	diretto	Classe A
41-42	6.3	»	indiretto	» A
43	2.5	»	»	» A
2A5	2.5	»	»	» A
12A5	6.3	»	»	» A
6F6	6.3	octal	»	» A-AB
646	6.3	»	»	» A
6L6	6.3	»	»	» A-AB
6V6	6.3	»	»	» A-AB-B
25L6	25	»	»	» A-AB
50L6	50	»	»	» A
50B5	50	miniature	»	» A
70L7	70	octal	»	» A
50A5	50	look-in	»	» A
48	30	americana	»	» A opp. triodo classe B
26A7	26.5	octal	»	» A (valv. doppia in unico bulbo)
6AY8	6.3	»	»	Classe A
6BY8	6.3	»	»	» A
7C5	7	look-in	»	» A ed AB
6TP	6.3	americana	»	» A - AB
6T	6.3	»	»	» A AB
807	6.3	»	»	» A AB
6PX6	6.3	octal	»	» A
6PZ8	6.3	»	»	» A
6AD7	6.3	»	»	» A - AB spec.
3G4	2.8	miniature	diretto	» A
3S4	2.8	»	»	» A
3A4	2.8	»	»	» A
1S4	1.4	»	»	» A
1T	1.4	octal	»	» A
1A5	1.4	»	»	» A

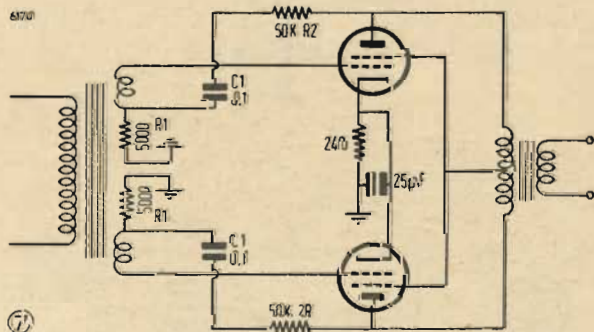
SEGUE PENTODI

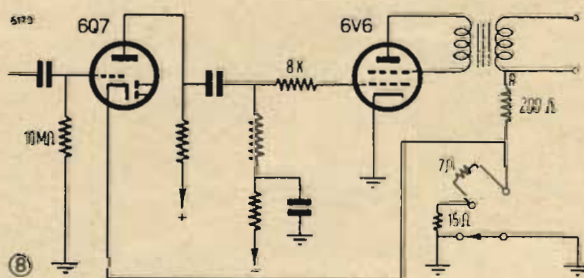
1LB4	1.4	look-in	diretto	Classe A
1F4	2	americana	»	» A
1F5	2	octal	»	» A
1E74	2	»	»	controfase A
ABL1	4	europea	indiretto	Classe A (simile alla EBL1 ed UBL1)
AL1	4	»	»	» A - AB (AL4, AL3, EL3, EL6, EL5)
B443	4	»	diretto	» A (C443 - WE30 - WE35, ecc.)
EL2	6.3	»	indiretto	» A - AB
E443N	4	»	»	» A
E453	4	»	»	» A
KL1	2	»	diretto	» A (KL2)
EL11	6.3	»	indiretto	» A
EL12	6.3	»	»	» A
WE14	6.3	»	»	» A - AB
WE15	6.3	»	»	» A - AB

NOTA. - V_f=tensione di accensione. Il tubo 59 è usato come pentodo in classe A e come triodo (collegando assieme placca a griglia schermo) in classe B. Idem 6F6.

TABELLA III

Riassumiamo nella presente tabella i guasti imputabili allo stadio finale di potenza e le probabili cause.

Nessuna riproduzione	interruzione della resistenza di polarizzazione catodica; tubi bruciati o difettosi; interruzione del trasformatore di uscita; interruzione nel circuito di griglia controllo.
Distorsione e scarsa amplificazione	tensione positiva sulla griglia controllo; errata tensione di polarizzazione; tensione anodica non livellata; trasformatore d'uscita difettoso; circuito di controreazione distaccato o difettoso; tubo esaurito; elevata resistenza del circuito alimentatore;

Watt Radio Mod. Frejus

La percentuale di reazione è regolata da Rs e la frequenza di lavoro dal gruppo C1 - R2 — Aumentando il valore R1 aumenta la percentuale di RW.

Irradio Ex 23

La reazione è abbinata al controllo di tono ed è regolata dal valore delle resistenze da 15 Ω e 7 Ω. Invertendo la presa R sul trasf. d'uscita si ha reazione positiva con innesco di BF. Il triodo 6Q7 è polarizzato per corrente di griglia attraverso una resistenza da 10 MΩ.

SEGUE TABELLA III

Segue **Distorsione e scarsa amplificaz.**	sovraccarico del segnale d'entrata; condensatore catodico difettoso; condensatore d'accoppiamento con lo stadio precedente, staccato o difettoso; tubo difettoso.
Intermittente	difetto nel sistema d'accoppiamento allo stadio precedente; resistenza catodica o condensatore difettoso; saldatura difettosa.
Rumorosa	tubo difettoso (c.c. intermittente); perdita d'isolamento nel trasf. uscita; perdita d'isolamento nel trasformatore di entrata; tubo microfonico; estremo del filamento distaccato dalla massa; center tap distaccato o difettoso; effetto Barkausen.

1) *Interruzione della resistenza catodica di polarizzazione.*

Si constata in tale caso che la tensione anodica generale è elevatissima mancando l'assorbimento del tubo più importante. Risulta bassissima l'eccitazione del campo nel trasduttore se eccitato in serie. Collegando un voltmetro tra catodo e massa della finale si legge l'intera tensione anodica. Qualora il valore della resistenza da sostituire risultasse incognita si ricorre alla legge di Ohm: $R = \frac{V}{I}$ [1].

Esempio: Tubo AL5, classe A singolo; tensione di griglia 16 V; corrente anodica 72 mA, quindi dalla [1]:

$$R = \frac{V}{I} \quad \frac{16}{0{,}072} = 225 \text{ ohm circa}$$

Nel caso di due tubi in classe AB1 abbiamo $-V_g = 24$ V; corrente anodica 109 mA; dalla [1] $\frac{24}{0{,}109} = 220$ ohm.

2) *Tubo bruciato.*

Sostituire dopo la constatazione. Se si tratta di stadio in controfase dovendo sostituire un solo tubo accertarsi dell'efficienza dell'altro per evitare distorsioni dovute a diversità di amplificazione. E' buona norma sostituire sempre un tubo con altro eguale per evitare modifiche che, solo in pochi casi, di cui parleremo in seguito, portano a diversità di rendimento.

3) *Interruzione del trasformatore d'uscita*

Vedere capitoli precedenti riguardanti l'altoparlante.

4) *Interruzione nel circuito di griglia controllo.*

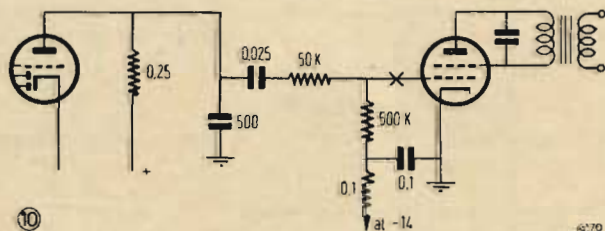
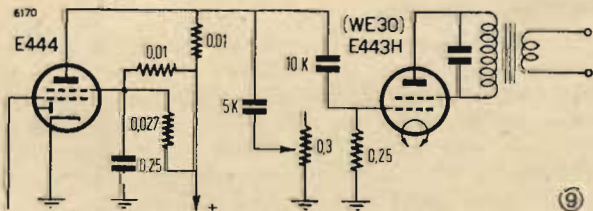
La riproduzione risulta intermittente a causa dell'accumularsi del segnale nella griglia. Se il circuito è formato da impedenza o trasformatore è buona norma sostituire il pezzo con altro originale, perchè specialmente negli stadi in controfase ed in quelli in Classe B, dalla qualità del trasformatore e dal suo dimensionamento dipendono essenzialmente le qualità di riproduzione dell'apparecchio. Se il circuito è formato da resistenze, rispettare il valore di esso poichè, nel circuito in contro fase si avrebbe uno sbilanciamento dello stadio, mentre nel caso di una sola valvola si esaltano o si deprimono determinate frequenze (fig. 9) e si può variare il rendimento totale del circuito. Nei casi dubbi attenersi alle indicazioni dei costruttori. Nel circuito in controfase misurare con ohmetro la resistenza presente nella griglia dell'altro tubo. In certi apparecchi la resistenza di griglia può essere formata da un potenziometro regolatore di tono, in altri dal regolatore di volume (Irradio A42 (4).

5) *Tensione positiva nella griglia controllo.* (Vedi fig. 10).

Sostituire il condensatore di accoppiamento con la placca del tubo che precede il trasformatore di entrata del controfase. Si nota diminuzione della tensione anodica, forte assorbimento del tubo con probabile distruzione di esso latore di volume (Irradio A42) (4).

6) *Errata tensione di polarizzazione.*

Verifica con voltmetro c.c. Può essere dovuta a variazione nel tempo della resistenza che determina la $-V_g$ sia se posta sul negativo generale che sul catodo. Nel primo caso verificare l'assorbimento generale di corrente degli altri tubi e la loro efficenza nonchè lo stato della valvola finale. Vedi paragrafo 1) per la sostituzione della resistenza catodica. Se la tensione è prelevata sul negativo

(4) In questo ultimo caso si possono manifestare rumorosità durante la regolazione e l'interruzione della resistenza dovuta allo sfregamento del cursore. Se lo strato di grafite risulta interrotto in un piccolissimo tratto si può ovviare all'inconveniente sfregando sul punto di interruzione con una mina di matita nera grafite ed assicurandosi con l'ohmetro che non si sia verificato una forte alterazione del valore resistivo. Nell'ipotesi della rumorosità per deposito di polvere ecc. si effettua la pulizia con etere solforico e pennello.

Magnadyne S35

La resistenza di griglia da 0,25 si trova in parallelo alla resistenza interna del tubo precedente (E444) per cui la sostituzione con un valore più elevato tende all'esaltazione dei toni ed al contrario se sostituita con valore più basso. In questo ultimo caso si avrebbe anche diminuzione di potenza.

Carish mod. Umbria

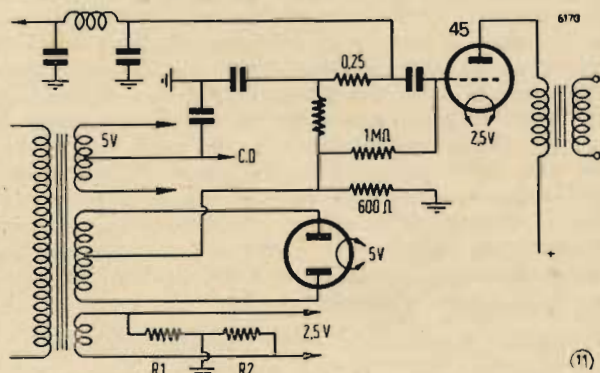
La tensione positiva presente nel punto × è dovuta a corto circuito e avaria del condensatore da 0,025.

generale, occorre tener presente che il valore della resistenza è dato sempre da $R = \frac{V}{I}$ ove con I si assume il valore di corrente anodica generale compresi i partitori ecc.

7) *Tensione anodica non livellata.*

L'apparecchio dà del ronzio. Verifica dei filtri e impedenze di livellamento, sia del + generale che del $-V_g$.

8) *Trasformatore d'uscita difettoso.*

Vedi paragrafo relativo ai trasformatori d'uscita.

Marelli Musagete Junior

Il center tap è costituito da R1+R2.
Per valvole a 2,5 V R1+R2=20 Ω
Per valvole a 4 V R1+R2=50 Ω
Per valvole a 6,3 V R1+R2=75 Ω

9) *Circuito di controreazione distaccato o difettoso.*

Verifica attenta di tutti i componenti ed in modo speciale dei condensatori che possono avere perdite d'isolamento. Occorre munirsi dello schema dell'apparecchio e rispettare i valori originali.

10) *Tubo esaurito.*

Sostituire dopo verifica della pendenza con provavalvole.

11) *Elevata resistenza del circuito alimentatore.*

Questa condizione è specialmente risentita nei controfase in Classe AB e B. Infatti questi richiedono un dimensionamento abbondante dei condensatori di filtro ed impedenze di livellamento di valore ohmico molto basso, raddrizzatori a bassa resistenza interna e forte erogazione. Anche il trasformatore d'alimentazione deve essere abbondantemente dimensionato. Tuttociò allo scopo di fornire un complesso adatto a fornire tensioni il più possibile indipendenti dal carico perchè soltanto nel caso del Classe A puro il valore medio della corrente anodica è uguale a zero in presenza del segnale, e nelle altre classi essa ha un andamento pulsante col variare del periodo da amplificare.

12) *Sovraccarico del segnale d'entrata.*

Verifica degli stadi invertitori di fase o delle tensioni di polarizzazione.

13) *Condensatore catodico difettoso.*

Si comporta come una resistenza in parallelo al circuito di catodo che varia la tensione di polarizzazione. La resa dello stadio diminuisce. Si effettua la sostituzione facendo attenzione alla polarità che è sempre negativa sul telaio. Si può variare il valore esistente entro ampi limiti senza apprezzabili conseguenze purchè la tensione di esercizio venga rispettata.

14) *Condensatore d'accoppiamento staccato o difettoso.*

La riproduzione avviene solo per le frequenze altissime per effetto della capacità dei collegamenti e risulta debolissima e stridula. Sostituire il condensatore.

15) *Tubo difettoso.*

Ci si accerta battendone leggermente il vetro con un bastoncino o una matita. All'urto si produce nell'altoparlante un suono strascicato caratteristico e molto sovente lo stadio riprende a funzionare. Sostituire il tubo con altro.

16) *Difetto nel sistema di accoppiamento con lo stadio che precede.*

Vedi quanto detto nei n. 14-4-3.

17) *Resistenza o condensatore catodico difettoso.*

Un condensatore difettoso può portare ad alti e bassi nel rendimento dello stadio. La resistenza può interrompersi a tratti, specie se del tipo a filo e provoca mutismo totale intermittente. Sostituire con valori uguali attenendosi a quanto già detto nei n. 13-6-1.

18) *Saldatura difettosa.*

Verifica attenta delle stesse.

19) *Tubo difettoso.*

Vedi al n. 15.

20) *Perdita d'isolamento nel trasformatore d'uscita.*

Si constata con crepitio durante il funzionamento che ostacola la riproduzione. Vedi capitoli del riproduttore elettroacustico.

21) *Perdita d'isolamento del trasformatore d'entrata.*

Crepitio intermittente e caratteristico come al n. 20. Non resta che sostituire il pezzo avariato.

22) *Tubo microfonico.*

Si constata battendolo come al n. 15.

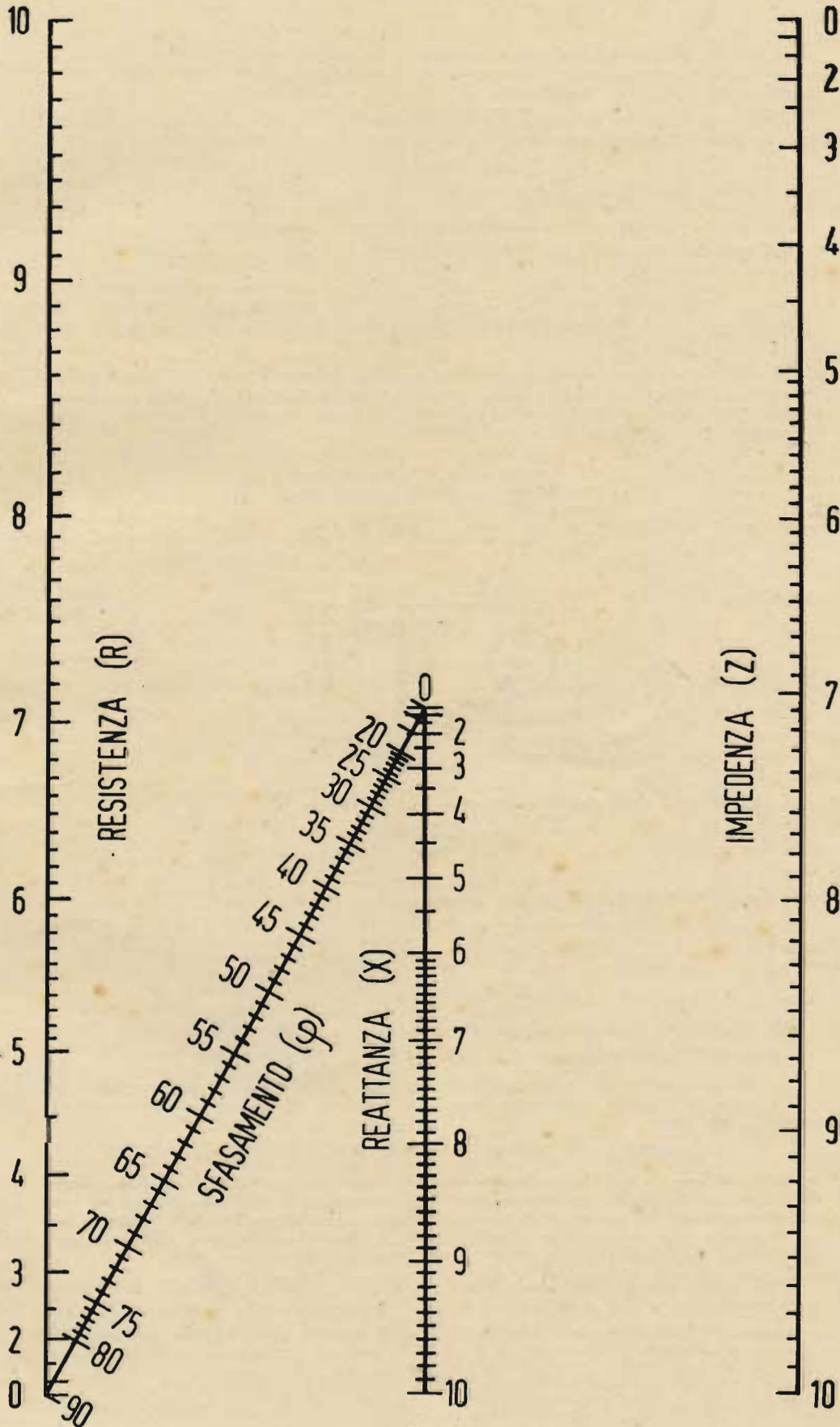
23-24) *Estremo del filamento distaccato da massa o center tap distaccato o difettoso.*

Produce ronzio specialmente in presenza di segnali forti per effetto di modulazione a frequenza di rete. Nei tubi a riscaldamento diretto tale inconveniente si elimina con l'uso del cosiddetto center tap costituito da due resistenze che creano un centro fittizio sul filamento come vedasi in fig. 11. Se le due resistenze non sono eguali la tensione catodica è modulata. In tali casi non resta che effettuare la sostituzione tenendo presente che deve essere tale da non convogliare a massa la tensione di filamento. Il ronzio caratteristico così generato viene definito come HUM. In qualche apparecchio americano di vecchio tipo il center tap è ottenuto da un reostato a filo il cui cursore determina la presa intermedia rendendo possibile la regolazione del ronzio.

25) *Effetto Barkausen.*

Si verifica nei circuiti serviti da valvole ad altissima pendenza per effetto di formazione di onde u.c. sulla griglia controllo. Si elimina collegando in serie alla griglia stessa una resistenza da 1000 ÷ 2000 Ω oppure una da 100 Ω in serie alla griglia schermo. Questo fenomeno è frequente in BF e le valvole maggiormente sensibili sono i tipi europei ABL1 e simili, EL3, EL6 ecc.

E' necessario affidarsi al provavalvole a pendenza per provare i tubi al fine di evitare sorprese. Non riteniamo opportuno dilungarci sulle benemerenze o meno dei provavalvole ad emissione o dati per tali ed invitiamo i lettori a leggere l'interessante articolo « Misure ed accorgimenti d'impiego dei tubi elettronici » del Dott. Ing. G. Rochat (*Antenna*, n. 21, anno 1938).

(*continua*)

NOTE ESPLICATIVE

In sede di progetto e di collaudo di circuiti radio necessita sovente di dover valutare il valore dell'impedenza (Z) e dello sfasamento (φ) introdotto da alcune combinazioni (serie, parallelo, serie-parallelo) di resistenze (R), capacità (C) ed induttanze (L).

Abbiamo ritenuto utile raggruppare questi valori in un'unica tabella, precisando che tutte le formule possono ricondursi alle due note relazioni fondamentali:

$$Z^2 = R^2 + X^2 \qquad [1]$$

in cui X rappresenta la componente reattiva, e

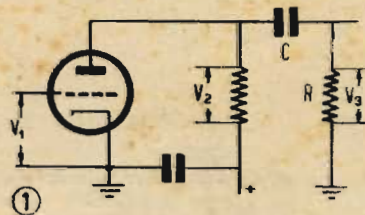
$$\mathrm{tg}\ \varphi = X/R. \qquad [2]$$

Esprimendo R in ohm, C in farad ed L in henry, Z risulta pur essa espressa in ohm. Ricordiamo inoltre che:

$1\ \mathrm{pF} = 1 \cdot 10^{-12}\ \mathrm{F}$	$1\ \mathrm{M\Omega} = 1 \cdot 10^{6}\ \Omega$
$1\ \mu\mathrm{F} = 1 \cdot 10^{-6}\ \mathrm{F}$	$1\ \mathrm{mH} = 1 \cdot 10^{-3}\ \mathrm{H}$
$1\ \mathrm{k\Omega} = 1 \cdot 10^{3}\ \Omega$	

Si abbia ad esempio uno stadio amplificatore come raffigurato in fig. 1. Noto il valore della tensione V_2 presente ai capi della resistenza di carico di placca, si desideri conoscere il valore della tensione V_3 presente ai capi della resistenza di griglia R e l'angolo della rotazione di fase introdotto dal gruppo R, C.

Sia:

$$C = 100.000\ \mathrm{pF} = 0{,}1\ \mu\mathrm{F} = 1 \cdot 10^{-7}\ \mathrm{F}$$
$$R = 0{,}1\ \mathrm{M\Omega} = 100.000\ \Omega = 1 \cdot 10^{5}\ \Omega$$
$$f = 16\ \mathrm{Hz}$$
$$\omega = 2\pi f = 6.28\ f = 6.28 \cdot 16 = 100$$
$$V_2 = 10\ \mathrm{V}.$$

L'impedenza Z della combinazione serie $R + C$ risulta:

$$Z = \sqrt{R^2 + \frac{1}{\omega^2 C^2}}$$

dalla quale, sostituendo i valori noti e sviluppando, si ottiene:

$$Z = \sqrt{(10^5)^2 + \frac{1}{100^2 (10^{-7})^2}} = \sqrt{10^{10} + \frac{1}{10^4 \cdot 10^{-14}}} = \sqrt{10^{10} + \frac{1}{10^{-10}}} = \sqrt{10^{10} + 10^{10}}$$

quindi $Z = 141.000\ \Omega$.

La tensione V_3 risulterà pertanto proporzionale alla V_2 nel rapporto R/Z.

Avremo $R/Z = 100.000/141.000 = 0{,}7$, quindi $V_3 = V_2 \cdot 0{,}7 = 10 \cdot 0{,}7 = 7$ V.

La tensione realmente applicata alla griglia dello stadio seguente risulta pertanto di 7 V e, rispetto a quella presente ai capi della resistenza di carico, sarà sfasata di un angolo φ tale che:

$$\mathrm{tg}\ \varphi = 1/\omega RC = 1/(100 \cdot 10^5 \cdot 10^{-7}) = 1/(100 \cdot 10^{-2}) = 1 \qquad \text{per cui} \quad \varphi = 45°.$$

Da tener presente che la valvola introduce una rotazione di fase di 180° (ad un aumento della tensione di griglia corrisponde infatti un aumento della corrente anodica ed una caduta maggiore nella resistenza di carico e pertanto una diminuzione della tensione) per cui il segnale sulla griglia della seconda valvola risulterà sfasato rispetto quello presente sulla griglia della prima valvola di 180° + 45° = 225°.

Onde render più spediti i calcoli della Z, noto il valore della R e della X, la relazione $Z = \sqrt{R^2 + X^2}$ (che si può anche scrivere $Z^2 = R^2 + X^2$) è stata risolta graficamente nel nomogramma riportato. Il valore richiesto di Z verrà ottenuto congiungendo con una retta i punti corrispondenti ai valori noti di R ed X. La medesima retta permette di determinare il valore di φ.

CARATTERISTICHE E DATI DI FUNZIONAMENTO DEI TUBI ELETTRONICI

TUBI A CARATTERISTICA EUROPEA

EF 51

La EF51 è un pentodo di AF per l'amplificazione in onde ultra corte. Per tale fine esso è provvisto di un catodo a doppia uscita, particolare costruttivo, questo, che permette una diminuzione notevole delle azioni nocive dovute all'induttanza propria del terminale catodico.

La EF51 è un tubo a riscaldamento indiretto, alimentato in parallelo con corrente alternata. Zoccolo ad 8 piedini, ingombro 65 × 29 mm max. La schermatura fa capo al reoforo cui è collegata la terza griglia.

CARATTERISTICHE E DATI DI FUNZIONAMENTO

1 - Accensione

Tensione di accensione	6,3	V
Corrente di accensione	0,35	A

2 - Capacità interelettrodiche

Capacità anodo-griglia 1	< 0,007	pF
griglia 1	10	pF
anodo	4	pF
griglia 1 - filamento	< 0,02	pF

3 - Resistenza di smorzamento per una lunghezza d'onda di 3 metri e per Vg2 = 250 V, Ia = 14 mA

Resistenza di griglia controllo (di entrata)	15	kΩ
Resistenza anodica (di uscita)	100	kΩ

4 - Limiti massimi di funzionamento

Tensione anodica max a freddo ($Ia = 0$)	550	V
Tensione anodica max in funzionamento	300	V
Dissipazione anodica max	4,5	W
Tensione di schermo max a freddo ($Ig2 = 0$)	550	V
Tensione di schermo max in funzionamento	300	V
Dissipazione di schermo max	1	W
Corrente catodica max	20	mA
Tensione di griglia max ($Ig1 = 0,3\ \mu A$)	— 1,3	V
Resistenza di griglia max	1	MΩ
Resistenza esterna max tra filamento e catodo	20	kΩ
Tensione max tra filamento e catodo	50	V

5 - Condizioni tipiche di funzionamento

Tensione anodica		250		V
Tensione di griglia schermo		250		V
Tensione di griglia (g3)		0		V
Tensione di griglia (g1)	— 2		— 6	V
Corrente anodica	14		—	mA
Corrente di griglia schermo	2,6		—	mA
Transconduttanza	9.5		0,1	mA/V
Resistenza interna	0,5		> 5	MΩ
Coefficiente di amplificazione	65		—	
Resistenza equivalente	1		—	kΩ

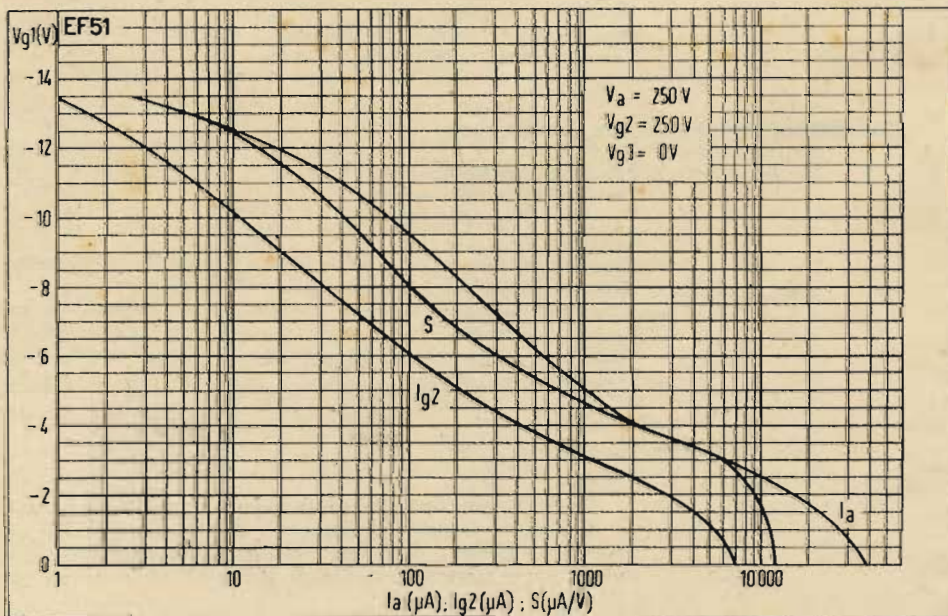
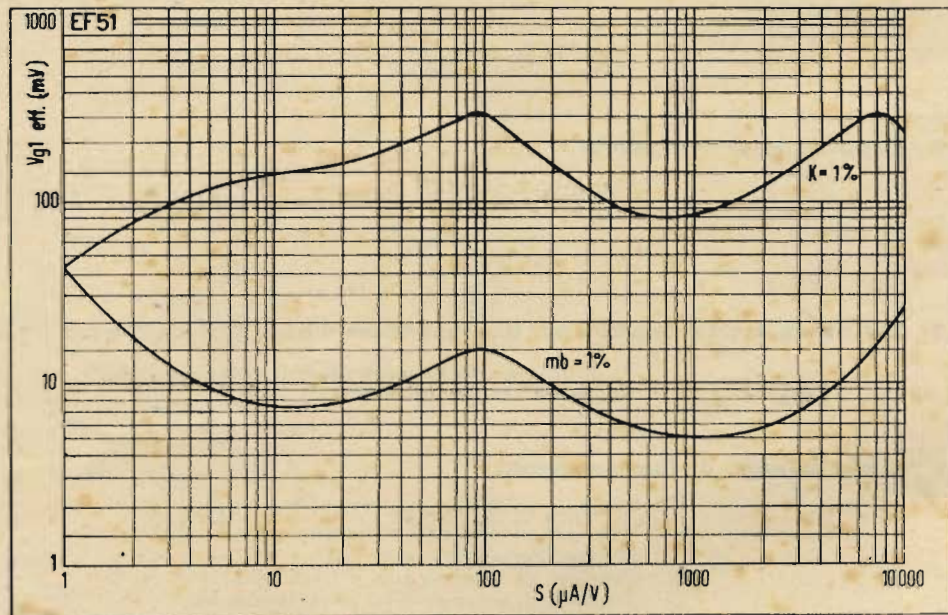
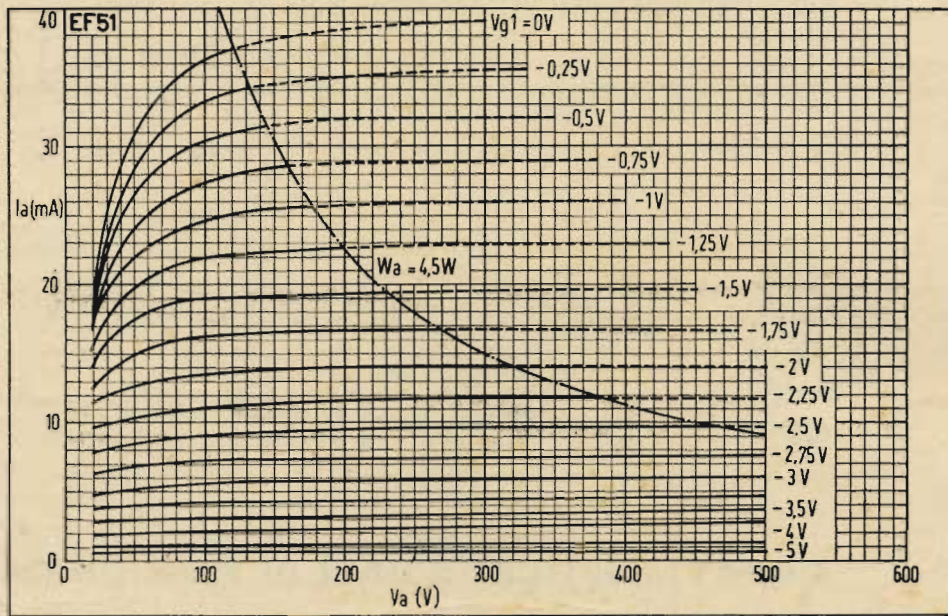
NOTA: Questi dati variano leggermente con il montaggio utilizzato.

Il reoforo segnato *k1* (ingresso) deve essere posto a terra attraverso ad una resistenza catodica; il reoforo segnato *k2* (uscita) deve essere connesso elettricamente con la terra del circuito di uscita attraverso ad un opportuno condensatore.

Le presenti tavole sono allegate alla rivista "l'antenna,, XIX, n. 13-14 pag. 317-318

EF51
Ia(mA)
Va (V)
Vg1 = 0V
-0,25V
-0,5V
-0,75V
-1V
-1,25V
-1,5V
-1,75V
-2V
-2,25V
-2,5V
-2,75V
-3V
-3,5V
-4V
-5V
Wa = 4,5W

EF51
Vg1 eff. (mV)
S (μA/V)
K = 1%
mb = 1%

EF51
Vg1(V)
Va = 250V
Vg2 = 250V
Vg3 = 0V
S
Ig2
Ia
Ia (μA); Ig2(μA) ; S(μA/V)

PROGETTO DI UN "PROBE" PER AF

di D. F. Mc Avoy

da Radio News (Marzo 1946) a cura di Vincenzo Parenti

6150/5

Vengono fornite alcune considerazioni teoriche necessarie per poter progettare e realizzare un efficente *probe* per le alte frequenze.

Si premette che il *probe* descritto è stato progettato per lavorare in congiunzione ad un voltmetro elettronico a scale multiple in C.C. avente una impedenza d'entrata di 10 Mohm (o più) ed una sensibilità di 3 V (o meno).

La combinazione di un *probe* come in seguito descritto con un simile strumento permette in definitiva di realizzare un efficente *signal tracer* per frequenze comprese dai 60 Hz ai 125 MHz.

Per frequenze superiori ai 100 kHz la tensione di uscita rettificata del *probe* è eguale al valore di punta della tensione applicata.

Per tensioni in esame sinusoidali il valore di punta è eguale a 1,414 volte il valore efficace; per tensioni a forma di onda non sinusoidale quanto detto non ha valore: il valore ohmico di un ordinario resistore di carbone diminuisce coll'aumentare della frequenza.

Ad es. un resistore di 1 Mohm per C.C. del tipo a carbone, diametro 6 mm, riduce a 3 MHz il suo valore a circa 300.000 ohm.

Consigliabili i resistori ceramici del tipo metallizzato della IRC (U.S.A.).

La resistenza di placca del diodo shunta la resistenza di smorzamento; il valore di questa resistenza di placca varia col variare del flusso elettronico: quando la corrente (nel diodo) è zero la resistenza è praticamente infinita.

Dato il circuito utilizzato — e come meglio spiegato in seguito — il diodo è conduttivo soltanto durante *una parte* dell'alternanza positiva della tensione applicata; praticamente il tempo di conduzione è estremamente corto (rispetto a quello di non conduzione) e per questo motivo il valor medio della corrente nel tubo è molto basso e conseguentemente il valore della resistenza di placca molto alto.

C1 = 500pF — R1 = 5MΩ — Tubo 9006 — Terminale di terra — Schermo e zoccolo di un tubo 6L6 — Supporto isolante di polystyrene — Zoccolo di polystyrene

Fig 1 — 6150

Fig. 2 — Fig. 3

probe pertanto misura valore di punta di ogni tensione indipendentemente dal contenuto armonico.

Per frequenze inferiori a 100 kHz la tensione rettificata va diminuendo gradatamente d'ampiezza ed a 60 Hz è all'incirca il 20% del valore di punta della tensione applicata.

Questa attenuazione al variare della frequenza è dovuta all'aumentato valore della reattanza di C_1 rispetto R_1 alle frequenze più basse; si potrebbe naturalmente ovviare a questo inconveniente aumentando la capacità di C_1 ma ciò comporterebbe un aumento nelle dimensioni fisiche della capacità, e conseguentemente una diminuzione di efficenza alle più elevate frequenze.

Questa « inferiorità » per frequenze inferiori ai 100 kHz può nella generalità dei casi essere « trascurata » e compensata dall'uso di un oscilloscopio.

L'elevata impedenza di entrata permette praticamente di non caricare il circuito in esame.

Questa impedenza di entrata è una funzione di due componenti: una resistiva ed una reattiva.

La componente resistiva causa un carico sul circuito ed un consumo di potenza.

La resistenza di smorzamento del circuito del *probe* e quella di placca del diodo sono i due principali fattori che determinano l'ampiezza di questa componente resistiva (alle basse frequenze).

La fig. 2 dà una disposizione schematica del circuito del *probe*.

La resistenza di smorzamento è eguale in valore alla combinazione della resistenza R_1 (5 Mohm) in serie con la resistenza d'entrata del voltmetro elettronico (10 Mohm o più): il valore minimo di questa resistenza oscilla pertanto sull'ordine dei 15 Mohm, valore più che alto.

E' importante che i resistori siano adatti ad un lavoro sulle alte frequenze, tenendo presente che il valore ohmico

Alle più alte frequenze l'impedenza di entrata rimane praticamente costante indipendentemente dal fatto che il tubo sia o no acceso.

Alle più alte frequenze diversi altri fattori (isteresi dielettrica, resistenza d'alta frequenza, skin effect, tempo di transito degli elettroni, etc.) contribuiscono a ridurre il valore della componente resistiva.

Usando un diodo del tipo 9006 l'influenza dovuta al tempo di transito può considerarsi praticamente trascurabile.

La presenza della componente reattiva provoca un disaccordo sul circuito sotto esame. Questa componente reattiva è costituita dalla presenza delle capacità distribuite del diodo ivi inclusa la capacità placca-catodo del tubo utilizzato (si comprende pertanto l'importanza della piccola capacità propria del diodo: 1,2 pF). La distribuzione fisica dei vari componenti è tale da mantenere questo valore il più basso possibile.

Incidentalmente si fa notare come la capacità dovuta ai fili di collegamento tra R_1 ed il voltmetro elettronico abbia un piccolo effetto sul valore dinamico dell'impedenza d'entrata. Difatti la lunghezza d'onda nello spazio libero di una frequenza di 125 MHz è circa 2,5 metri; in conduttori di rame la velocità di propagazione è alquanto più bassa per cui ne risulta una lunghezza d'onda di circa 2 metri; un quarto di questa lunghezza è eguale a 50 cm: la lunghezza del prolungo tra il *probe* ed il voltmetro sono state mantenute *inferiori* a questo valore per mantenere ad un valore trascurabile le perdite per radiazione e tensioni indotte.

La rettificazione nel *probe* viene effettuata dal diodo 9006 col seguente meccanismo: durante le alternanze positive di un iniziale ciclo ad A.F. la placca del diodo diviene positiva — rispetto il catodo — ed il tubo diviene conseguentemente conduttore.

Nel medesimo tempo la resistenza di placca del diodo si abbassa ed il condensatore C_1 si carica attraverso questa resistenza di basso valore.

Al picco della alternanza positiva la tensione della capacità va aumentando fino a raggiungere approssimativamente il valore di punta della tensione applicata.

La polarità acquisita dal condensatore — che si è caricato — è tale che l'armatura connessa alla placca del diodo è negativa rispetto l'altra. Non appena il segnale inizia la sua escursione nel tratto negativo, la corrente fluente attraverso il diodo risulta interdetta poichè la carica della capacità rende la placca del tubo più negativa del catodo.

La capacità inizia allora lentamente la sua scarica attraverso la rete RC ($C = C_1$ e $R = R_1$ + la resistenza d'entrata del voltmetro elettronico). Essendo la costante di tempo di questa rete sufficentemente elevata (anche alle basse frequenze) ne risulta che praticamente il condensatore *mantiene* tutta la sua carica durante tutta l'escursione negativa della tensione in esame.

Al successivo ciclo positivo della tensione A.F., il diodo diviene di nuovo conduttore ed il condensatore C_1 ricupera quella parte della sua carica che aveva perso attraverso la rete RC. Così la corrente nel diodo risulta consistente da una serie di impulsi ciascuno dei quali si protrae per una piccola frazione per il tempo richiesto per tutto il ciclo della tensione applicata.

Quando il diodo non è conduttore la sua resistenza di placca è infinitamente elevata e questo fatto, congiuntamente a quanto ultimamente detto, permette di considerare sufficentemente elevato il valore dell'impedenza d'entrata del *probe*. Quella parte della carica (della capacità) che *scorre* attraverso RC viene utilizzata per la misura: la corrente di dispersione attraverso la rete determina infatti una tensione ai capi di ogni individuale resistenza.

Queste tensioni sono direttamente proporzionali alla tensione della capacità C_1 e pertanto la tensione di entrata del voltmetro a corrente continua, è direttamente proporzionale al valore di punta della tensione applicata al *probe*.

E' molto interessante esaminare le relazioni tra il tempo di scarica e la durata di un ciclo della tensione in esame.

Per un segnale in esame avente la frequenza di 10 MHz la resistenza d'entrata del voltmetro in C.C. è di 20 Mohm. In tal caso la costante RC della rete è 1/100 di secondo (0.0005 volte 20 Mohm = 0.01 secondi).

La durata di un ciclo della AF è 1/10.000.000 di secondo (10 MHz = 10.000.000 Hz).

Nel tempo pertanto che il condensatore si scarica del 33% del suo valore di punta, il segnale a 10 MHz avrebbe compiuto 100.000 alternanze: ciò equivale a dire che il segnale è 100.000 volte più *veloce* della rete RC.

Bisogna anche tener presente l'esistenza della corrente di riposo del diodo, di quella corrente cioè che scorre nel tubo e pertanto nella rete RC, anche quando non sia applicata alcuna tensione.

Questa corrente è dovuta a strati di elettroni che abbandonano il catodo e colpiscono la placca anche quando essa non ha un potenziale positivo tale da attrarli. Sebbene il valore di questa corrente sia estremamente basso è sufficente per causare una tensione di circa 1 volt ai capi delle resistenze.

All'uopo una piccola tensione negativa è applicata all'entrata del voltmetro a C.C. allorquando non si ha da misurare un segnale ad A.F.: questa tensione è sufficente al riporto a zero dello strumento.

Un ulteriore ritocco dello zero è però anche richiesto nel passaggio da misure in C.C. a quelle in C.A. L'operazione potrebbe essere però ovviata incorporando una batteria.

Vengono forniti alcuni dati riguardo la costruzione del *probe*: come materiale isolante viene consigliato il polistirene. Poichè la tensione di uscita è negativa il voltmetro deve essere naturalmente predisposto per le misure in C.C. negative.

L'autore passa infine a descrivere il voltmetro elettronico in congiunzione col quale è stato provato il *probe* descritto. Viene messo in evidenza il fatto che lo strumento è del tipo 0-100 fondo scala, che permette di effettuare agevolmente le letture usando multipli di 10.

Viene fatto uso di un circuito a ponte con alti valori di resistenze sui catodi delle valvole, ciò che assicura un elevato grado di reazione negativa sufficente a mantenere

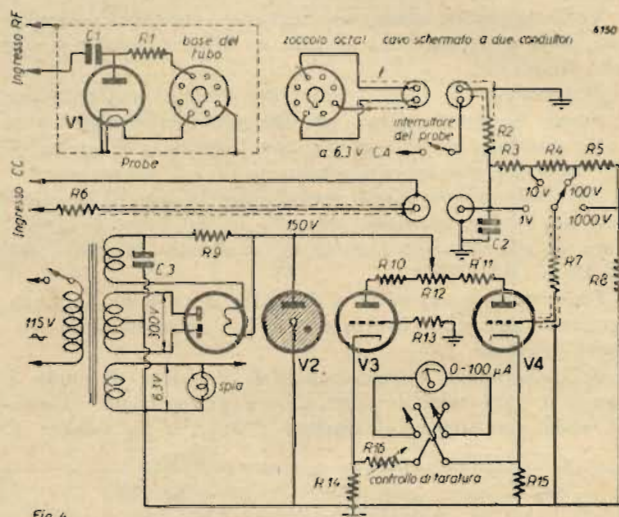



Fig 4

Valori degli elementi del circuito. **Resistenze:** R1=5 Mohm; R2=5 Mohm; R3=4,5 Mohm; R4=0,45 Mohm; R5=45 kohm; R6=5 Mohm; R7=500 kohm; R8=5 kohm; R9=2200 ohm; R10=10 kohm; R11=10 kohm; R12=15 kohm; R13=0,5 Mohm; R14=10 kohm; R15=10 kohm; R16=15 kohm. **Condensatori:** C1=500 pF; C2=0,02 microF mica; C3=0,5 microF.

il punto di lavoro nel tratto lineare delle curve caratteristiche I_a-V_g.

Il così chiamato *potenziale di contatto, corrente di gas*, corrente negativa di griglia ha un valore trascurabile dato il montaggio bilanciato.

L'accuratezza nelle varie scale dipende unicamente dalla precisione delle resistenze usate e dalla costruzione del divisore di tensione.

Le caratteristiche di bilanciamento del circuito rendono il funzionamento dello strumento sufficentemente indipendente dalle fluttuazioni della rete.

Terminata la messa a punto per la misura in C.C. è sufficente connettere il *probe* per potere direttamente effettuare la lettura in C.A.

Facendo uso delle scale 1 o 10 volt occorre una regolazione supplementare dello zero. Tutte le scale meno quella di 1 volt possono considerarsi lineari.

NOTE DI OTTICA ELETTRONICA

(*segue da pag. 309*)

L'aberrazione caratteristica dei sistemi o.e. elettromagnetici è la rotazione che subisce la immagine rispetto all'oggetto, rotazione la cui direzione può essere invertita cambiando il verso dell'induzione *B*.

Questa breve rassegna delle caratteristiche dei sistemi o.e. servano come premessa teorica per l'esame di alcune interessanti recenti realizzazioni, sulle quali ci proponiamo di tornare in una prossima nota.

*

BIBLIOGRAFIA

SARTORI, *Ottica Elettronica* - A.F. 1936.

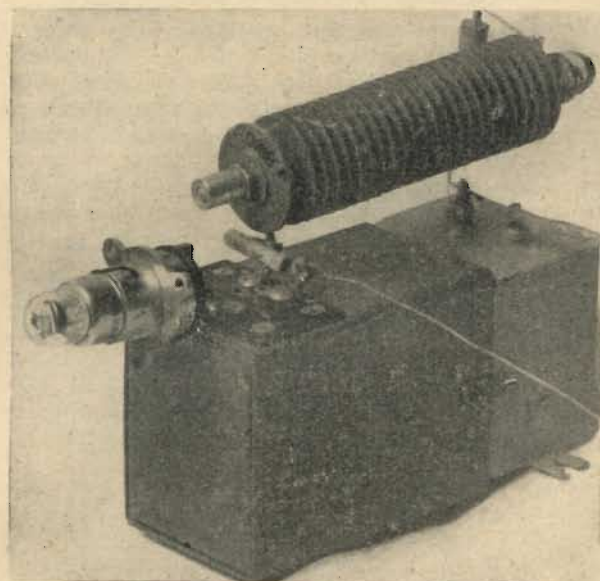
E. CAIONE, *Televisione* - 1945.

GALLARATI e MADIA, « *Ottica Elettronica* » - *Televisione*, 1937.

C. MICHELETTA, « *Onde Elettromagnetiche* », 1946.

Indicatore di sovramodulazione

6181

di i1WK

In un trasmettitore dilettantistico ha indubbiamente molta più importanza la conoscenza del superamento del 100% di modulazione per i picchi negativi, o come si dice comunemente della « sovramodulazione » di quella della percentuale (istantanea) di modulazione.

Ciò in quanto nei picchi negativi (di sovramodulazione) la placca dello stadio finale modulato diviene negativa rispetto il catodo e subentra un effetto d'interruzione della portante con conseguenti fenomeni di distorsione alla ricezione ed interferenza di notevoli intensità con i canali adiacenti. Nella fig. 1 sia rappresentato schematicamente lo stadio finale modulato. Oltre la tensione continua V_b applicata alla placca dello stadio finale, è presente ai capi del secondario del trasformatore T_1 di modulazione una componente alternativa (segnale modulante). Si supponga in un primo momento che la forma d'onda sia sinusoidale e se ne indichi con V_a il valore di punta.

Istante per istante la tensione tra il punto A e la massa — che è quella che alimenta lo stadio finale — risulterà la somma algebrica di V_a e V_b.

Per fissare le idee se $V_b = +500$ V e $V_a = 300$ V si avrà una tensione tra A e B che raggiungerà un valore massimo di $500+300=800$ V ed uno minimo di $500+(-300)=200$ V (fig. 4).

Il grado di modulazione dello stadio finale può definirsi come rapporto tra $m = V_a/V_b = 300/500 = 0{,}6$ e la percentuale $m \cdot 100 = 0{,}6 \cdot 100 = 60\%$.

Il potenziale istantaneo che alimenta lo stadio finale risulta $V_{istantaneo} = V_b\ (1+m)$.

La potenza di uscita cresce come è noto col crescere del valore della tensione di alimentazione (V_{ist}), precisamente secondo il quadrato, per cui per $m = 0{,}5$ la potenza istantanea risulta 2,25 volte quella in assenza di modulazione, mentre per $m = 1$ la potenza istantanea si quadruplica.

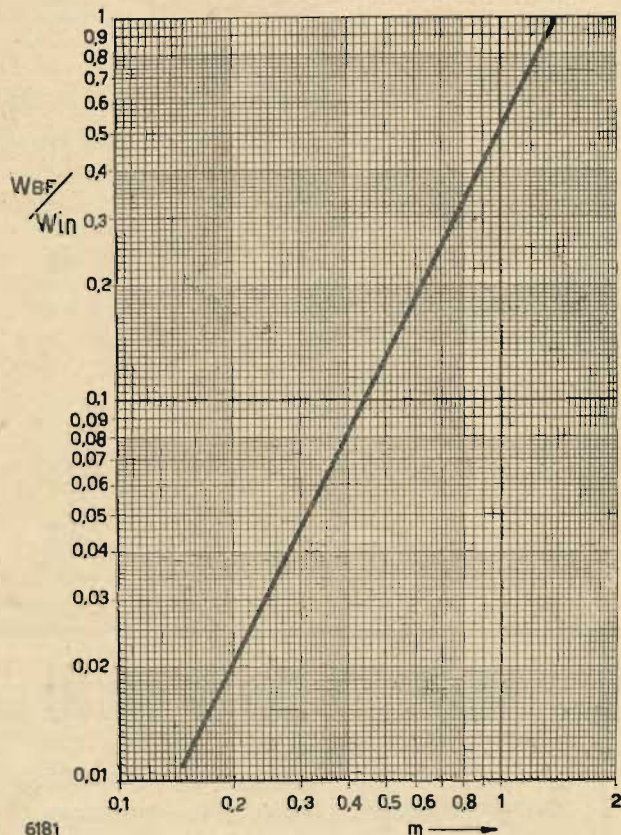
Si vede quindi la convenienza di aumentare il più possibile il valore di m per le punte positive compatibilmente al fatto di non superare il 100% di modulazione (caso limite per cui $V_{ist} = 0$) per quelle negative.

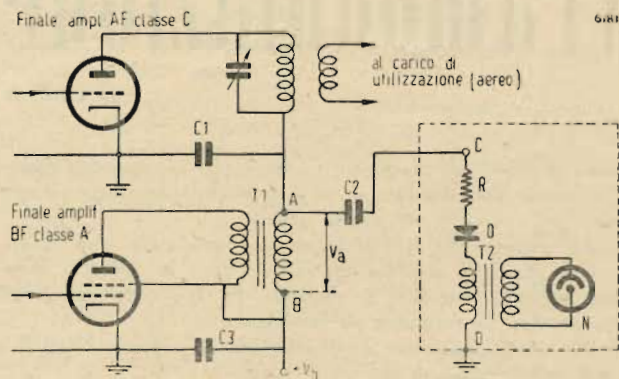
La potenza di BF richiesta per modulare uno stadio ad un grado di modulazione m è: $W_{BF} = m^2\ 1/2\ W_{in}$ avendo indicato con W_{in} il prodotto $V_b\ I_k$ (sotto carico ed in assenza naturalmente di modulazione).

La tabellina allegata da direttamente il rapporto W_{BF}/W_{in} per i vari valori di m.

Arrivati a questo punto il lettore si chiederà come si possa mai modulare più del 100% per le punte positive senza superare il 100% per quelle negative. Ciò può essere agevolmente effettuato in quanto la forma di onda della parlata si differenzia notevolmente da quella sinusoidale nella quale m risulta avere lo stesso valore sia per le semionde positive che per quelle negative.

La forma di onda della parlata è rappresentata schematicamente nel tipo di fig. 5a e l'analisi oscillografica permette di osservare come percentualmente tutte le punte siano rivolte in una medesima direzione.

Sia appunto di tale forma la tensione V_a presente ai capi del secondario del trasformatore di modulazione T_1. Supposta applicata la tensione in una fase tale (invertire eventualmente gli attacchi di entrata del microfono) che le punte aguzze contribuiscano ad aumentare il potenziale anodico dello stadio finale modulato, la tensione istantanea tra A e B risulterà la somma algebrica delle due tensioni V_b

6181

e V_a. In fig. 5 il diagramma schematizza appunto nelle tre figg. 5a, 5b, 5c i valori singoli di V_b, V_a e la somma dei due.

Valori degli elementi del circuito: R = da 100 a 500 ohm max, resistenza di sicurezza (eventuale); C1 = da 500 a 1000 pF mica, bypass per la HF; C2 = da 1 a 4 microF, isolamento da 2 a 3 volte V_a; C3 = da 1 a 12 microF, isolamento da 2 a 3 volte V_a, by-pass per la BF; T1 = trasf. (d'uscita) di modulazione; T2 = trasf. di BF, rapporto da 1:3 a 1:5, primario ad alta resistenza (oltre 1000 ohm); O = rettificatore ad ossido di selenio (o rame) da 10 a 20 elementi per V_a da 500 a 2000 V; N = lampada al neon.

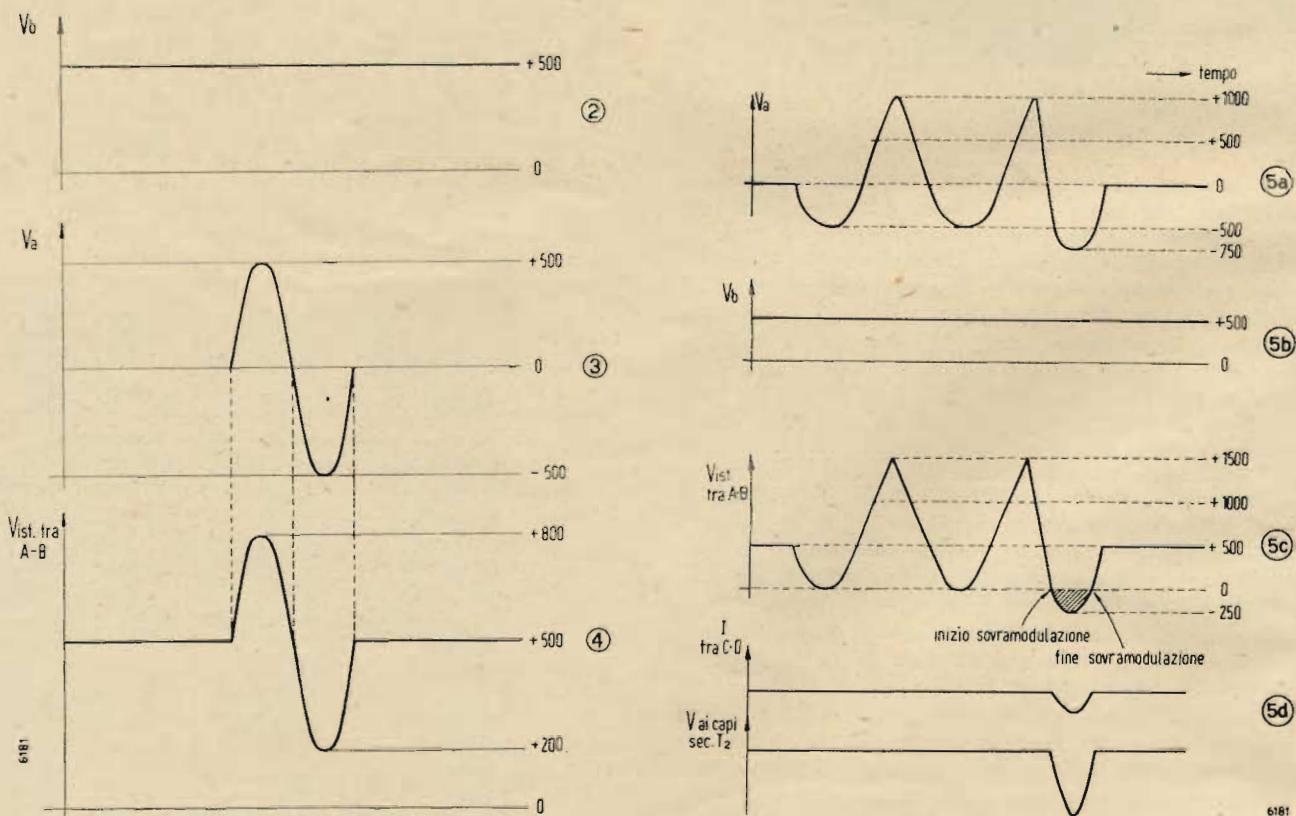
Il livello del modulatore della stazione in esame dovrà pertanto essere « spinto » fino a che per le *punte negative* non si oltrepassi lo zero.

La tensione alternativa di fig. 5c è quella pure presente tra i punti C e D dell'indicatore di sovramodulazione.

Il funzionamento di quest'ultimo è semplicissimo. Il rettificatore del tipo ad ossido di selenio è montato in modo tale che possa scorrere corrente solo quando il punto C si trovi ad un potenziale inferiore a quello di D.

Si ha conseguentemente la possibilità del passaggio di corrente in corrispondenza del tempo per cui il potenziale istantaneo di alimentazione dello stadio finale risulta negativo (porzione dell'oscillogramma contraddistinta da tratteggio nella fig. indicata. Questa corrente — che fluisce tra C e D (fig. 5d) — determina una certa tensione ai capi del trasformatore T_2 che essendo di rapporto in salita permette di avere ai capi del suo avvolgimento secondario una tensione che determinerà la accensione della lampadina al neon N (fig. 5c) (80 volt minimo).

La fig. 5d rappresenta la corrente che scorre tra C e D e la tensione ai capi del secondario di T_2 che viene applicata alla lampada al neon N.

In definitiva ciò permetterà di aumentare il livello medio di modulazione e quindi la potenza media irradiata e conseguentemente l'intensità del segnale ricevuto.

CALCOLO DI UN TRASFORMATORE DI USCITA PER P.P.

di R. Sellari

6149/2

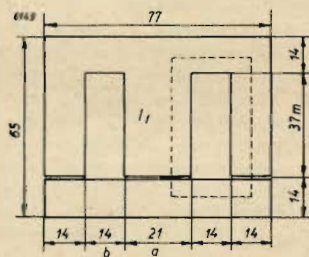
Dati: 2 Valvole 6L6, classe AB1; $Rc = 8500\ \Omega$; $Ia = 96$ mA $\times$ 2 valvole; $Wu = 24$ W. Altoparlante: $Rs = 7\ \Omega$ - impedenza.

Il calcolo di un trasformatore d'uscita per P.P., coi dati usati in questa nota, che sono, come al solito, pratici e sommari, è abbastanza semplice.

Non essendo necessario usare il traferro, i lamierini possono essere montati alternati come in un ordinario trasformatore d'alimentazione e nel dimensionare il nucleo lo si può proporzionare alla potenza d'uscita.

Riferendoci a quanto già detto nella precedente « nota sul calcolo di un trasformatore d'uscita per classe A per una sola valvola », (vedi « *l'antenna* » n. 11-12, giugno 1946) fissiamo f_1 *min* a 25 Hz, trascuriamo f_2 *max* e, data la potenza richiesta e la mancanza di traferro, determiniamo la sezione del nucleo (Sn) con l'espressione:

$$Sn = 3.5 \sqrt{W}.$$

Per il calcolo descritto in questa nota è stato scelto il seguente tipo di lamierino ed anche per i trasformatori per P.P. valgono le stesse considerazioni sui lamierini esposte nella precedente nota sul calcolo di un trasformatore in classe A (« *l'antenna* », anno XVIII, n. 11-12).

$lf = 2\ (21 + 14 + 37) =$
$= $ cm. 14,4

$s = 37 \times 21 = 777$
$14 \times 37 \times 2 = 1036$
$14 \times 77 = 2 = 2156$
mm² 3969

arrotondato = cm² 39
s. finestra = 37×14 = cm² 5,2

Indicando con:

Sn = sezione netta del nucleo in cm²;
V = volume del ferro in cm³;
lf = lunghezza del circuito magnetico in cm;
S = spessore del pacco lamellare in cm;
s = superficie del lamierino in cm²:

potremo ricavarne i seguenti dati:

$$Sn = 3.5 \sqrt{24} = 17.1 \text{ cm}^2$$

$V = Sn \cdot lf$, nel nostro caso:

$$17.1 \times 14.4 = 247 \text{ cm}^3$$

$S = V/s$, nel nostro caso:

$$247/39 = 6.3 \text{ cm}.$$

Potremo quindi stabilire il N. delle spire necessario agli avvolgimenti, primario e secondario.

Determiniamo la componente alternata massima (Vm) presente agli estremi del carico alla massima potenza richiesta, con la formula:

$$Vm = 1.41 \sqrt{W\, Rc},$$

nel nostro caso:

$$Vm = 1.41 \sqrt{24 \cdot 8500} = 640.$$

A mezzo dell'usuale procedimento di calcolo usato per ricavare le spire $\times$ volt dei trasformatori d'alimentazione possiamo facilmente determinare il numero di spire per volt a noi necessarie per fissare il N. totale delle spire occorrenti per il primario del nostro trasformatore, in base alla f_1 minima, al flusso B in gauss del lamierino usato ed in relazione alla tensione Vm presente ai capi del primario del nostro trasformatore.

Fissata, come detto all'inizio, f_1 min a 25 Hz ed ammesso un flusso B di 10.000 linee, per lamierino commerciale; con la seguente espressione otterremo le spire $\times$ volt a noi necessarie:

$$Nv = \frac{10000}{4{,}44 \times f \times Sn}$$

nel nostro caso:

$$\frac{10000}{4{,}44 \times 25 \times 17{,}1} = 5{,}3 \text{ spire} \times \text{volt}$$

e con queste le spire del primario:

$$Np = Nv \cdot Vm,$$

nel nostro caso:

$$5{,}3 \times 640 = 3400 \text{ spire totali}$$

pari a 1700 spire per sezione del primario.

Passiamo ora a determinare il ∅ del filo necessario.

Conosciuta la Ia per 2 valvole, uguale a 96 mA, avremo 96/2 = 48 mA per valvola che arrotonderemo a 50 mA.

Con questo dato otterremo la I totale attraversante il primario usando la formula:

$$I\ tot = \sqrt{\frac{W}{Rc}} + Ia$$

nel nostro caso:

$$I\ tot = \sqrt{\frac{24}{8500}} + 0{,}050 = 0{,}052 \text{ A}$$

che arrotonderemo a 0,055 A.

Da una comune tabella per ∅ di fili di rame smaltato si rileva che il ∅ 0,18, con una ammettenza di 2 A/mmq, è sufficente a sopportare tale passaggio di corrente senza causare apprezzabile caduta di tensione e riscaldamento del trasformatore.

Le spire per il secondario le ricaveremo col solito conteggio basato sul rapporto di trasformazione (n):

$$n = \sqrt{\frac{Rc}{Rs}}$$

nel nostro caso:

$$n = \sqrt{\frac{8500}{7}} = 35$$

dove Rc = carico primario fra placca e placca;
Rs = carico secondario (impedenza altoparlante):

quindi:

$$Ns = \frac{Np}{n}$$

nel nostro caso:

$$Ns = \frac{3400}{35} = 97 \text{ spire}$$

aggiungiamo il 5% per compensare eventuali perdite ed

avremo:

$$\frac{97 \cdot 5}{100} = 4{,}8 \text{ arrotondato a } 5$$

risulteranno così: $Ns = 97 + 5 = 102$ spire totali.

La corrente circolante nel secondario si calcolerà con la solita formula:

$$Is = \sqrt{\frac{W}{Rs}}$$

dove Is = corrente circolante nel secondario
Rs = impedenza dell'altoparlante.

nel nostro caso:

$$Is = \sqrt{\frac{24}{7}} = 1{,}85 \text{ A.}$$

useremo quindi un filo di rame smaltato del ∅ di 10/10.

RIEMPIMENTO

Seguendo il metodo già usato nel precedente calcolo di un trasformatore per classe A, ricaviamo che per un ∅ 0,18 in un cm² sono contenute N. 2500 spire dalle quali toglieremo il 20% quale margine per inesattezze nell'avvolgitura ottenendo così 2000 spire × cm²; quindi:

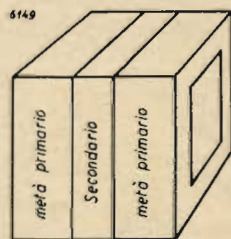
$$1 : 2000 = 0{,}0005$$

$0{,}0005 \times 3400 = 1{,}7$ cm², ingombro del primario.

Per il secondario di 10/10 risultano 92 spire × cm² delle quali, dedotto il 20%, restano 73 spire, quindi:

$$1 : 73 = 0{,}014$$

$0{,}014 \times 102 = 1{,}43$ cm² ingombro del secondario.

L'ingombro totale del primario e del secondario sarà perciò:

primario = cm² 1,70 +
secondario = » 1,43 =
Ingombro totale = cm² 3,13

Aggiungiamo il solito 50% per l'isolamento ed il rocchetto avremo:

$$\frac{3{,}13 \times 50}{100} = 1{,}56 \text{ cm}^2$$

che aggiunti all'ingombro totale ci daranno l'intero ingombro degli avvolgimenti finiti, e cioè:

cm² 3,13 +
» 1,56 =
cm² 4,69

La finestra del lamierino da noi impiegata, avendo una superficie di cm² 5,2, è più che sufficente a contenere il tutto.

Si raccomanda, nella realizzazione pratica dei trasformatori di BF, la massima cura nell'avvolgitura, di isolare con carta oleata ogni strato di spire e di isolare bene il primario dal secondario, nonchè i lati del cartoccio che si trovano a contatto coi lamierini al fine di evitare, nei picchi di modulazione, eventuali scariche fra le spire ed i lamierini.

E' anche buona norma avvolgere il secondario fra le due mezze sezioni del primario in modo da bilanciare il trasformatore uniformando la capacità distribuita.

*

TABELLA DI CONVERSIONE DEI DIAMETRI DEI FILI DA "GAUGES" IN MILLIMETRI E VICEVERSA

Malgrado che il sistema metrico decimale sia entrato nell'uso comune da più di cinquant'anni, è ancora problematico comprendersi ed intendersi, in pieno secolo XX, con gli amici d'Inghilterra e d'America. Nel caso particolare che esaminiamo crediamo far cosa utile ai nostri lettori pubblicando una tavola di conversione la quale permette di apprezzare il diametro dei fili conduttori che, in quantità più o meno rilevanti, hanno invaso il mercato interno, provenendo per la massima parte dai noti campi ARAR. I nostri costruttori sono abituati a misurare il diametro dei fili conduttori in millimetri, decimi e centesimi di millimetro. Non così gli americani e gli inglesi che usano dei calibri convenzionali arbitrari, detti « gauges ». Esistono diverse specie di calibri e ciò non contribuisce certo a semplificare il problema, giacchè essi non entrano in alcun rapporto semplice col sistema metrico decimale. Le scale di calibri maggiormente usate sono la « Standard Wire Gauge, SWG » impiegata ufficialmente in Inghilterra, la « Birmingham Wire Gauge, BWG » e la « Brown and Scharpe Wire Gauge, BSG » impiegata negli USA.

La tabella che pubblichiamo qui sotto serve a convertire ciascun numero di « gauges » in millimetri e reciprocamente per i diametri dei fili più usati da 0.025 a 12.5 mm.

Da notare la differenza sensibile che esiste tra i sistemi SWG e BSG.

Numero di gauges	Diametro in millimetri		Numero di gauges	Diametro in millimetri		Numero di gauges	Diametro in millimetri	
	SWG (inglese)	BSG (americano)		SWG (inglese)	BSG (americano)		SWG (inglese)	BSG (americano)
0.000.000	12,5		13	2,3	1.828	32	0.27	0,2019
000.000	11,6		14	2,0	1,628	33	0,25	0,1798
00.000	10,8		15	1,8	1,540	34	0,23	0,1604
0.000	10.0	11,684	16	1,6	1,291	35	0,21	0,1426
000	9,3	10,405	17	1,4	1,150	36	0,19	0,1270
00	8,7	9,266	18	1,2	1.024	37	0,17	0.1131
0	8,1	8,254	19	1,0	0,999	38	0,15	0,1007
1	7,5	7,348	20	0,90	0,812	39	0.135	0,0897
2	6,9	6,544	21	0.86	0.723	40	0,12	0,0799
3	6,3	5,827	22	0,70	0,644	41	0.11	
4	5,8	5,189	23	0,60	0.573	42	0.10	
5	5,3	4,621	24	0,55	0.510	43	0,09	
6	4,8	4,115	25	0,50	0.455	44	0,08	
7	4,4	3.665	26	0,45	0,405	45	0,07	
8	4,0	3,264	27	0,41	0,360	46	0,06	
9	3,8	2,906	28	0,37	0,321	47	0,055	
10	3,2	2.588	29	0,34	0,286	48	0,040	
11	2,9	2,305	30	0,31	0,255	49	0,030	
12	2,6	2,053	31	0,29	0,2268	50	0,025	

CONSULENZA

GTer 6691 - Sig. G. Vivirito

Palermo.

Desidera alcune precisazioni elettriche e costruttive circa un ricevitore a due tubi.

Risultati notevolmente migliori di quelli che si possono ottenere con lo schema inviato, si hanno con il circuito elettrico della fig. 83. Si ha in tal caso un pentodo EF6 (o simili) della Philips, rivelatore a reazione, seguito da un pentodo EL3 (o simili) pure della Philips, per l'amplificazione di potenza. Il circuito di antenna comprende due morsetti: uno per aerei interni di lunghezza compresa intorno a 4 mt. l'altro, avente in serie un condensatore di 100 pF, per aerei più lunghi. Circa il funzionamento di un complesso del genere si osservi l'accoppiamento trasformatorico esistente fra l'uscita e l'entrata del tubo EF6. Ciò consente di riportare sul circuito di griglia del tubo una parte della tensione alternativa esistente sull'anodo, ottenendo un considerevole effetto di amplificazione del segnale incidente, in quanto si ottiene di diminuire in tal modo il valore della resistenza positiva e cioè dissipatrice del circuito stesso. Quantitativamente l'energia riportata dall'uscita all'entrata del tubo è definita da quello che è detto il « grado » di reazione o dell'effetto retroattivo. Tale grado richiede sia regolato in relazione alla frequenza ricevuta onde impedire che la resistenza del circuito di entrata si annulli o raggiunga valori negativi. In tal caso il tubo non è più in grado di compiere le funzioni di amplificazione e di rivelazione, producendo esso stesso delle correnti alternate permanenti. Queste, interferendo con il segnale ricevuto, dànno luogo a battimenti a frequenza acustica, che impediscono ogni audizione. Seguono infine a ciò fenomeni di disturbo nell'area circondante il ricevitore stesso, con conseguente impossibilità di accordo di altri ricevitori, intorno alla frequenza della corrente permanente creata dal tubo. Nel circuito in questione il grado di reazione è quantitativamente dimensionato da un condensatore variabile in serie alla bobina di reazione. A tale dimensionamento è completato da un fattore di tempestività e cioè di fase, fra la tensione alternativa introdotta dall'uscita all'entrata del tubo e la tensione indotta dall'aereo sul circuito di entrata. All'atto pratico questa relazione di fase è in relazione al senso con cui sono avvolte la bobina di reazione e quella del circuito di accordo o, indipendentemente da esso, alla disposizione dei singoli collegamenti, facenti capi a tali bobine. Ad un determinato senso di avvolgimento, si accompagna un'unica disposizione dei diversi collegamenti, come è riportata nella fig. 84. In pratica, ove l'effetto reattivo non si manifestasse è sufficiente procedere ad invertire i collegamenti della bobina di reazione, in quanto così facendo si stabiliscono quelle relazioni di fase che, come si è detto, sono necessarie per ottenere il funzionamento voluto.

Fig. 83. - (Consulenza 6691)

Il ricevitore in questione è previsto per due campi d'onda, e cioè per onde medie e per onde corte. L'avvolgimento L2 di accordo è pertanto unico ed è provvisto di una presa intermedia facente capo ad un commutatore cui è dato il compito di cortocircuitare una parte di esso durante la ricezione delle onde corte. Il condensatore variabile di accordo è del tipo ad aria ed ha una capacità max di 480 pF. L'effetto retroattivo è invece quantitativamente regolato da un condensatore variabile a mica di 250 pF. Notevole stabilità nel funzionamento del tubo EF6 è poi data dalla suddivisione potenziometrica della tensione alimentatrice della griglia schermo.

Fig. 84. (Consulenza 6691). - Dati costruttivi delle bobine. L1=30 sp. totali, presa alla 5a sp., filo rame sm. da 2/10 di mm; L2=96 sp. totali, presa alla 11a spira, filo rame sm. da 3/10; L3=10 sp., filo rame 2 cop. cotone, da 12/100. La distanza tra L2 ed L 3 è di 1 mm. L'induttanza di aereo L1, è avvolta su L2 con interposto un nastro di seta sterling.

Fig. 85. (Consulenza 6691). - Collegamenti agli zoccoli dei tubi EF6, EL3 ed 5Y3-G.

Dall'anodo del tubo EF6 si perviene all'entrata del tubo EL3 tramite un condensatore di accoppiamento di 10.000 pF. La tensione alternativa di comando di questo stadio è quella che si stabilisce ai capi del resistore da 0,2 MΩ, collegato sull'anodo del tubo EF6. Il tubo EL3 è un pentodo ad elevata pendenza (9,5 mA/V) ed è in grado di fornire una potenza modulata di 4,3 W con 3,6 V eff. di tensione di griglia. E' proprietà comune a tutti i pentodi di potenza di esaltare anormalmente le note acute: a ciò si ovvia con un condensatore di 10.000 pF collegato fra l'anodo e il catodo del tubo stesso. Tale valore è necessario per riproduttori elettrodinamici avente un diametro non superiore a 12 cm. Per riproduttori di maggior diametro è consigliabile una capacità di 5000 pF. Altre precisazioni elettriche e costruttive sono date nello schema elettrico e nelle figg. 84 e 85. Il funzionamento di un ricevitore del genere è sodisfacentissimo sotto ogni punto di vista. Unici inconvenienti cui si va incontro è l'accortezza della duplice manovra di accordo e di reazione, che è d'uopo eseguire simultaneamente e la impossibilità di selezionare una stazione locale situata ad una distanza inferiore a 4 km dal ricevitore stesso.

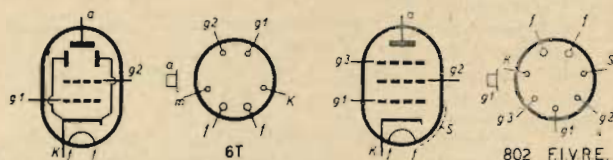
GTer 6692 - Sig. P. Catalano

Via Roma. Lanzo Torinese.

Chiede i dati tecnici e d'impiego di alcuni tubi.

* * *

Tubo 6T tetrodo a fascio amplificatore di potenza per trasmissione e ricezione. catodo a riscaldamento indiretto.

Tensione di accensione	6.3	V
Corrente di accensione	0.45	A
Tensione anodica max	500	V
Tensione di griglia schermo max . .	300	V
Tensione di griglia controllo max . .	−200	V
Corrente anodica max	70	mA
Corrente di griglia schermo max . . .	5	mA
Dissipazione anodica max	15	W
Dissipazione di griglia schermo max . .	2.3	W
Capacità infraelettrodiche:		
Entrata (griglia-catodo)	11	pF
Uscita (anodo-catodo)	7	pF
Griglia-anodo	0.2	pF

Dati di funzionamento di un tubo amplif. di BF. Classe A

Tensione anodica . . .	180	250	315	V
Tensione di griglia schermo .	180	250	250	V
Tensione di griglia controllo	−8.5	−12.5	−13	V
Ampiezza della tens. ecc. .	8.5	12.5	13	V
Corr. anodica (tens. ecc.=0)	29	45	42	mA
Corr. anodica (tens. ecc. max)	30	47	42.5	mA
Corrente di griglia schermo (tens. ecc.=0) . . .	3	4.5	3.3	mA
Corrente di griglia schermo (tens. ecc. max) . . .	4	7	7.8	mA
Resistenza interna . . .	58	52	77	kΩ
Transconduttanza . . .	3700	4100	3750	μA/V
Coeff. di amplificazione . .	215	215	290	
Resistenza esterna . . .	5.5	5	8.5	kΩ
Distorsione complessiva .	8	8	9.5	%
Potenza di uscita . . .	2	4.5	6	W

Dati di funzionamento di due tubi amplif. di BF

	Classe AB1		*Classe AB2*		
Tensione anodica . .	250	300	350	450	V
Tens. di griglia schermo	250	300	250	225	V
Tens. di griglia contr.	−15	−20	−25	−25	V
Ampiezza della tens. ecc.	30	40	78	78	V
Corr. anod. (senza segn.)	70	70	19.5	18	mA
Corr. anod. (segn. max)					
Corr. di griglia schermo (senza segnale) . .	79	90	97	100	mA
Corr. di griglia schermo (segnale max) . .	5	5	0.7	0.5	mA
Resist. esterna (tra gli	13	13	13	9.5	mA
anodi)	10	8	8	8	kΩ
Distorsione complessiva	5	5	10	8	%
Potenza di uscita . .	10	17	21	25	W

Dati di funzionamento di un tubo amplif. di AF in classe C

	Telefonia		*Telegrafia*		
Tensione anodica . .	300	400	400	500	V
Tens. di griglia schermo	200	200	200	250	V
Tens. di griglia controllo	−30	−30	−30	−30	V
Ampiezza della tens. ecc.	41	41	41	41	V
Corrente anodica . .	50	57	60	70	mA
Corr. di griglia schermo	6	5	5	8	mA
Corr. di gr. controllo .	2	2	2	2	mA
Resistenza in serie alla griglia schermo . .	16.7	40	40	31	kΩ
Resist. di gr. controllo	15	15	15	15	kΩ
Potenza di eccitazione .	0.7	0.7	0.1	0.1	W
Potenza di uscita . .	9	14	14.5	22	W

Tubo Philips PCO5/15 Pentodo per trasmissione

Tensione di accensione	12	V
Corrente di accensione	0.37	A
Corrente di saturazione	0.5	A
Tensione anodica max	500	V
Tensione di griglia schermo max . . .	300	V
Coefficiente di amplif. relativo alla gr. sch.	3	
Corrente catodica max	85	mA
Transconduttanza	1.5	mA/V
Capacità infraelettrodiche:		
Entrata (griglia-catodo)	12.7	pF
Uscita (anodo-catodo)	5.2	pF
Griglia-anodo	0.12	pF
Dissipazione anodica max	15	W
Dissipazione di griglia schermo max . .	5	W

Dati di funzionam. quale amplific. in classe C (telegrafia (λ = 15 metri)

Tensione anodica	500	V
Tensione di griglia schermo	300	V
Tensione di griglia controllo	−150	V
Tensione di terza griglia	0	V
Corrente anodica	58	mA
Corrente di griglia schermo	15	mA
Corrente di griglia controllo	5	mA
Ampiezza della tens. ecc.	180	V
Potenza di eccitazione	0.9	W
Potenza di uscita dall'anodo	14	W

Dati di funzionam. quale amplif. in classe C - Modulazione per variazione di tensione della terza griglia (λ = 15 metri)

Tensione anodica	500	V
Tensione di griglia schermo	275	V
Tensione di griglia controllo	−240	V
Tensione della terza griglia	−40	V
Corrente anodica	20	mA
Corrente di griglia schermo	18	mA
Corrente di griglia controllo	1.5	mA
Ampiezza della tens. ecc.	250	V
Potenza di eccitazione	0.4	W
Potenza di uscita dall'anodo	3.5	W
Ampiezza tensione di modulazione . .	40	V
Potenza di modulazione	0	

Dati di funzionam. quale amplif. in classe C - Modulazione sull'anodo e sulla griglia schermo (λ = 15 metri)

Tensione anodica	500	V
Tensione di griglia schermo	3000	V
Tensione di griglia controllo	−150	V
Tensione di terza griglia	0	
Corrente anodica	40	mA
Corrente di griglia schermo	11	mA
Corrente di griglia controllo	3	mA
Ampiezza della tensione ecc.	160	V
Potenza di eccitazione	0.5	W
Potenza di uscita sull'anodo	10	W
Potenza BF della modulante	26	W

* * *

Tubo 802 FIVRE - Pentodo amplificatore RF. sia per telegrafia che per telefonia, con i vari tipi di modulazione è assai usato negli oscillatori a quarzo. Può essere utilmente impiegato in BF classe A o classe B.

Dati caratteristici

Tensione di accensione (CC o CA) . .	6.3	V
Corrente di accensione	0.9	A
Coefficiente di amplificazione (circa) .	300	
Coefficiente di amplificazione gr. 1. gr. 2	7	
Mutua conduttanza (a 20 mA) . . .	2.25	mA/V
Capacità infraelettriche dirette:		
Entrata (griglia-anodo)	12	pF
Uscita (anodo-catodo)	8.5	pF
Griglia-anodo	0.15	pF

Condizioni generali massime di funzionamento

Tensione anodica CC	600	V
Tensione di terza griglia CC . . .	200	V
Tensione di griglia schermo CC . . .	250	V
Tensione di griglia controllo CC . .	200	V
Corrente anodica CC	60	mA
Dissipazione anodica CC	13	W
Dissipazione della terza griglia . . .	2	W
Dissipazione della griglia schermo . .	6	W

Dati di funzion. quale amplif. BF - Classe A - Modulatore

Tensione anodica CC . .	400	400	460	V
Tensione di terza griglia CC	0	0	0	V
Tensione di gr. schermo CC	250	175	225	V
Tensione di gr. controllo CC	-18	-10	-17	V
Amp. della tens. di gr. BF	18	10	17	V
Corrente anodica CC . .	30	25	25	mA
Corrente di griglia schermo	10	6	7	mA
Resistore catodico . . .	450	325	530	Ω
Resistenza di carico . .	10	18	16	kΩ
Percentuale di armoniche .	8	4	10	%
Potenza utile	5.5	4	6.5	W

Dati di funzion. quale amplif. BF - Classe B - Modulatore

Tensione anodica CC	400	500	V
Tensione di terza griglia CC . .	40	40	V
Tensione di griglia schermo . .	250	250	V
Tensione di griglia controllo . .	-35	35	V
Amp. della tensione di griglia BF .	110	110	V
Corrente anodica di riposo CC .	40	40	mA
Corrente anodica max CC . .	100	100	mA
Corrente di griglia schermo CC .	20	20	mA
Corrente di griglia controllo CC .	7	7	mA
Potenza di eccitazione (circa) . .	3	3	W
Potenza utile	23	31	W
Resistenza di carico (tra gli anodi)	8	10.7	kΩ

Dati di funzion. quale amplif. RF - Classe C - Telefonia - Modulazione sul soppressore

Tensione anodica CC/CA .	400	500	500	V
Tensione di terza griglia CC	-40	-53	-13	V
Tensione di griglia sch. CC	150	200	200	V
Tensione di griglia CC . .	-85	-90	-90	V
Resist. di schermo (dalla tens. anod. non modulata) .	8.9	10.7	10.7	kΩ
Resistenza di griglia . .	11	18	20	kΩ
Amp. della tens. di gr. RF	125	125	125	V
Amp. della tens. di terza griglia BF	40	53	65	V
Corrente anodica CC . .	18	20	22	mA
Corrente di gr. schermo CC	28	28	28	mA
Corrente di griglia CC . .	7.5	5	4.5	mA
Potenza di eccitazione . .	0.9	0.6	0.5	W
Potenza utile	2	3	3.5	W

Dati di funzion. quale amplif. RF in classe C - Telefonia Modulazione sulla griglia 1

Tensione anodica CC/CA . . .	400	500	V
Tensione di terza griglia CC . .	0	0	V
Tensione di griglia schermo CC .	150	200	V
Tensione di griglia CC . . .	-105	-130	V
Amp. della tensione di griglia RF .	125	145	V
Amp. della tens. di terza griglia RF	40	50	V
Corrente anodica CC	25	25	mA
Corrente di griglia schermo CC .	7.5	8	mA
Corrente di griglia CC . . .	2	1	mA
Potenza di eccitazione . . .	1	0.8	W
Potenza utile	3	4	W

Dati di funzion. quale amplif. BF in classe C - Telefonia - Modulazione anodica e quale oscillatore e amplificatore RF in classe C - Telegrafia

	(1)	(2)	(2)	(2)	
Tensione anodica . .	400	400	500	500	V
Tensione del soppr. .	40	0	0	40	V
Tensione di schermo .	195	200	200	250	V
Resistore di schermo .	11,5	8	13,6	20.8	kΩ
Tens. di griglia CC . .	-40	-100	-100	-100	V
Resistore di griglia .	27	14	17	50	kΩ
Resistore catodico . .	—	1.3	1.4	1.7	kΩ
Amp. della tensione di griglia RF . . .	55	155	155	155	V
Corrente anodica CC .	35	45	45	45	mA
Corrente di griglia schermo CC	17	25	22	12	mA
Corrente di griglia . .	1.5	7	6	2	mA
Potenza di eccitazione .	0.1	1.1	0.9	0.25	W
Potenza utile . . .	8	10	14	16	W

(1) Amplif. BF in classe C - Telefonia - Modulazione anod.
(2) Oscillatore ed amplif. RF in classe C - Telegrafia.

Sul pentodo 802 FIVRE si precisa:

— si hanno sette contatti, perchè anche la schermatura interna esce con un contatto separato;

— il tubo può essere installato tanto verticalmente quanto orizzontalmente, occorre però che la ventilazione sia sufficiente e tale che il bulbo sia protetto da eventuali spruzzi di liquidi;

— la tensione di accensione non deve subire variazioni superiori al 5% intorno al valore prescritto;

— durante il funzionamento l'anodo e la griglia schermo non devono assumere alcuna colorazione rossa;

— elevati sovraccarichi possono diminuire l'emissione del catodo, perciò è bene provvedere il circuito anodico e di schermo di fusibili di protezione;

— il pentodo è spesso usato come oscillatore ad accoppiamento elettronico, sia per la frequenza fondamentale sia per le varie armoniche;

— se il tubo è montato con uno schermo esterno questo deve giungere fino allo scudo inferiore-interno;

— quando due o più 802 funzionano in parallelo od in controfase è bene inserire sul circuito di griglia dei freni per evitare oscillazioni parassite (resistori da 5÷200 ohm anti-induttivi).

XXV FIERA CAMPIONARIA DI MILANO

L'elegante posteggio ove la LARIR ha esposto i suoi ottimi prodotti.
LARIR - MILANO - Piazza 5 Giornate

indirizzi utili

ACCESSORI E PARTI STACCATE PER RADIOAPPARECCHIATURE

ADEX « Victor », Via Aldo Manuzio, 7, Milano, Tel. 62-334 - Laboratori Elettrochimici.

Applicazioni Piezoelettriche Italiane Via Donizzetti, 45, Milano.

A.R.M.E. - Accessori Radio Materiali Elettromagnetici - S. R. L. - Via Crescenzio, 6, Milano, Tel. 265-260.

ARTELMA - Articoli elettroindustriali di M. Annovazzi - Via Pier Capponi, 4, Milano, Tel. 41-480. - Filo smaltato, filo litz, conduttori.

AVIDANO Dott. Ing. - Via Bisi Albini, 2, Milano, Tel. 693502 - Trsformatori ed altoparlanti.

B.C.M. BISERNI & CIPOLLINI - MILANO - Corso di Porta Romana, 96, Telefono 578-438.

BIERRE di Battista Redaelli - Corso Garibaldi, 75, Milano, Tel. 65-847.

BOSCO MARIO - Via Sacchi, 22, Torino - Tel. 59-110 - 45-164.

BOSIO G. L. - Corso Galileo Ferrari, 37, Torino, Tel. 45-485.

C.R.E.M. - s. r. l. - Commercio Radio Elettrico Milanese - Via Durini, 31, Milano, Tel. 72-266 - Concessionaria esclusiva condensatori Facon.

DINAMID - Via Michele Novara, Milano (Affori), Tel. 698-104.

ENERGO - Via Padre Martini, 10, Milano, Tel. 287-166 - Filo animato in lega di stagno per saldature radio.

ERNESTI ALFREDO - Via Napo Torriani, 3, Milano, Tel. 67-013.

FARINA - Via A. Boito, 8, Milano, Tel. 86-929, 153-167.

FAESITE Soc. per Azioni - Direzione: Piazza Eremitani, 7, Padova - Stabilimento in Faè di Longarone (Belluno) - Uffici vendite: Milano-Roma, Telef. 20-840 - 20-890.

FRATELLI GAMBA - Via G. Dezza, 47, Milano, Tel. 44-330.

Soc. F.R.E.A. - Forniture Radio - Elettriche Affini - Via Padova, 9, Milano, Telef. 280-213 283-596.

INDUSTRIA COSTRUZIONI RADIO MARZOLI s. p. a. (Brevetti Marzoli) - Via Strambio, 17, Milano, Tel. 293-809 - Resistenze per radio.

INDUSTRIALE RADIO - S. in accomandita semplice di E. Camagna, M. Libero & C. - Via Principe Tommaso, 30, Torino, Tel. 64-130.

MARCUCCI M. & C. - Via Fratelli Bronzetti, 37, Milano, Tel. 52-775.

MARTINI ALFREDO - Corso Lodi, 106, Milano, Tel. 577-987 - Fabbricazione scale parlanti per radioapparecchiature.

M.E.R.I. - Materiale Elettrico Radiofonico indicatori - Viale Monte Nero, 55, Milano, Tel. 581-602.

NATALI DUILIO - Apparecchiature per telecomunicazioni - Uffici e Direzione: Via Firenze, 57, Tel. 484-419 - Officina: Via Modena, 20-21-22-23, Tel. 484-737.

NUOVA RADIO MILANO - Ing. Dino Salvan - Via Torino, 29, Milano. Tel. 16901.

R.A.D.A.R di Speroni & Cardi G. (Ditta) - Via Vallazze, 74-98, Milano, Telef. 293-363 296-313 - Pezzi staccati d'occasione.

RADIO Dott. A. BIZZARRI - Via G. Pecchio, 4, Milano (Loreto), Tel. 203-669. - Ditta specializzata forniture per radioriparatori ed O. M.

RADIO TAU - Via G. B. Pergolesi, 3, Milano. Tel. 274-622.

ROMUSSI (DITTA) - Via Benedetto Marcello, 38, Milano, Tel. 25-477 - Fabbricazione scale parlanti per radioapparecchiature.

S.A.I.D.A. - Soc. An. Italiana « Darwin » - Via Teodosio, 96, Milano, Tel. 287-469.

SAMPAS - Via Savona, 52, Milano, Tel. 36-336 - 36387.

TRACO S. A. - Via Monte di Pietà, 18, Milano, Tel. 85-960.

TERZAGO - Via Melchiorre Gioia, 67, Milano, Tel. 690-094 - Lamelle per trasformatori e per motori trifase e monofase.

TRANSRADIO - Costruzioni Radioelettriche di Paolucci & C. - Piazzale Biancamano, 2 - Milano, Tel. 65-636.

VALLE - Via S. Donato, 2 - Piazza Statuto, 22, Torino, Tel. 52-475 - 40840.

VILLA RADIO - Corso Vercelli, 47, Milano, Tel. 492-341.

VORAX S. A. - Viale Piave, 14, Milano, Tel. 24-405.

AVVOLGIMENTI

MECCANOTECNICA ODETTI - Via Lepanto, 1, Milano, Tel. 691-198.

BOBINATRICI - AVVOLGITRICI

CALTABIANO Dott. R. - Radio Prodotti - Corso Italia, 2, Catania - Rappresentante Bobinatrici Landsberg.

COLOMBO GIOVANNI - Via Camillo Hajech, 6, Milano, Tel. 576-576.

DICH FEDERICO S. A. - Industria per la fabbricazione di macchine a Trecciare - Via Bellini, 20, Monza, Tel. 36-94.

FRATTI LUIGI - Costruzioni Meccaniche Via Maiocchi, 3, Milano, Tel. 270-192.

GARGARADIO di Renato Gargatagli - Via Palestrina, 40, Milano, Tel. 270-888.

HAUDA - Officine Costruzione Macchine Bobinatrici - Via Naviglio Alzaia Martesana, 110 - (Stazione Centrale) - Milano.

MARCUCCI M. & C. - Via Fratelli Bronzetti, 37, Milano, Tel. 52-775.

MICROTECNICA - Via Madama Cristina, 149, Torino.

PARAVICINI Ing. R. - Via Sacchi, 3, Milano, Tel. 13-426.

TORNITAL - Fabbrica Macchine Bobinatrici - Via Bazzini, 34, Milano, Telefono 290-609.

CONDENSATORI

ELETTROCONDENSATORE - Viale Papiniano, 8, Milano, Tel. 490-196.

ELETTRO INDUSTRIA - Via De Marchi, 55 Milano, Tel. 691-233.

I.C.A.R - Industria Condensatori Apparati Radioelettrici - Corso Monforte, 4, Milano, Tel. 71-262 - Stabilimento: Via Mentana, 12, Monza

MIAL DIELETTRICI - Via Rovetta, 18, Milano, Tel. 286-968.

MICROFARAD - Fabbrica Italiana Condensatori - Via Derganico, 20, Milano, Tel. 97-077 - 97-114.

P.E.C. - Prodotti Elettro Chimici - Viale Regina Giovanna, 5, Milano, Tel. 270-143.

COSTRUTTORI DI APPARECCHIATURE RADIOELETTRICHE

A. L. I. - Ansaldo Lorenz Invictus - Via Lecco, 16, Milano, Tel. 21-816.

ALTAR RADIO - Azienda Livornese Telegrafica Applicazioni Radio di Romagnoli e Mazzoni - Via Nazario Sauro, 1, Livorno, Tel. 32-998.

AMARADIO - Sig Lo Pipano - Via Carlo Alberto, 44, Milano, Tel. 45-193.

A.R.E.L. - Applicazioni Radioelettriche - Via Privata Calamatta, 10, Milano, Tel. 53-572.

ASTER RADIO - Viale Monte Santo, 7, Milano, Tel. 67-213.

C. G. E. - Compagnia Generale di Elettricità - Via Borgognone, 34 - Telegr.: Milano, Tel. 31-741 - 380-541 (Centralino).

C.R.E.A.S. - Costruzioni Radio Elettriche Applicazioni Speciali - Via G. Silva, 39, Milano, Tel. 496-780.

DUCATI - Società Scientifica Radio Brevetti Ducati - Largo Augusto, 7, Milano, Tel. 75-682-3-4.

ELECTA RADIO - Via Andrea Doria, 33, Milano, Tel. 266-107.

ELEKTRON -Officine Radioelettriche di Precisione - Via Pasquirolo, 17 Milano Tel. 88.564.

ERNESTI ALFREDO - Via Napo Torriani, 3, Milano, Tel 67-013.

EVEREST RADIO di A. Fiachi - Via Vitruvio, 47, Milano, Tel. 203-642.

FABBRICA ITALIANA MAGNETI MARELLI - Sesto S. Giovanni, Milano - Casella Postale 3400

I.C.A.R.E. - Ing. Corrieri Apparecchiature Radio Elettriche - Via Maiocchi, 3, Milano, Tel. 270-192.

IRRADIO - Via Dell'Aprica, 14, Milano, Tel. 691-857.

LA VOCE DEL PADRONE - COLUMBIA MARCONIPHONE - (S.A.) Via Domenichino, 14, Milano, Tel. 40-424.

L.I.A.R. Soc. a.r.l. - Laboratori Industriali Apparecchiature Radioelettriche - Via Privata Asti, 12, Milano.

MAGNADYNE RADIO - Via Avellino, 6, Torino.

MELI RADIO - Piazza Pontida, 42, Bergamo, Telefono 28-39 - Materiale elettrico radiofonico e cinematografico.

M.E.R.I. - Materiale Elettrico Radiofonico Indicatori - Viale Monte Nero, 55, Milano. Telefono 581-602.

M. MARCUCCI & C. - Via Fratelli Bronzetti, 37, Milano, Tel. 52-775.

NOVA - **Radioapparecchiature Precise** Piazza Cavour, 5, Milano, Tel. 65-614 - Stabilimento a Novate Milanese, Tel. 698-961.

OMICRON RADIO - Via G. da Cermenate, 1, Milano.

O. R. E. M. - Officine Radio Elettriche Meccaniche - Sede Sociale Via Durini, 5, Milano - Stabilimento in Villa Cortese (Legnano) - Recapito Commerciale provvisorio, Corso di Porta Ticinese, 1, Milano Tel 19-545.

PHILIPS RADIO - Via Bianca di Savoia, 18-20, Tel. 380-022.

RADIO GAGGIANO - Officine Radioelettriche - Via Medina, 63, Napoli, Tel. 12-471 - 54-448.

RADIO MINERVA S. per A. Industriale Luigi Cozzi Dell'Aquila - Via Brioschi, 15-17, Milano, Tel. 30-752 - 30-077.

RADIO PREZIOSA - Corso Venezia, 45, Milano, Tel. 76-417.

RADIO SCIENTIFICA di G. LUCCHINI - Negozio, Via Aselli, 26, Milano, Tel. 292-385 - Officina, Via Canaletto, 14, Milano.

RADIO SUPERLA - Via C. Alberto 14 F, Bologna.

RADIO TELEFUNKEN - Compagnia Concessionaria: Radioricevitori Telefunken, Via Raiberti, 2, Milano, Tel. 581-489 - 578-427

S.A.R.E.T. - Società Articoli Radio Elettrici - Via Cavour, 43, Torino.

S. A. VARA - Via Modena, 35, Torino - Tel. 23-615.

S.I.A.R.E. - Via Durini, 24, Milano, Tel. 72-324.

SIEMENS RADIO - S. per A. - Via Fabio Filzi, 29, Milano, Tel. 69-92.

UNDA RADIO S. p. A. - Como - Rappresentante Generale **Th. Mohwinckel** - Via Mercalli, 9 Milano, Tel. 52-922.

WATT RADIO - Via Le Chiuse, 61, Torino, Tel. 73-401 - 73-411.

DIELETTRICI, TUBI ISOLANTI - CONDUTTORI

C.L.E.M.I. - **Fabbrica Tubetti Sterlingati Flessibili Isolanti** Via Carlo Botta, 10, Milano, Tel. 53-298 50-662.

LECCHI V. & C. - Via Juvara, 9, Milano, Tel. 23-135.

MICA - COMM. Rognoni - Viale Molise, 67, Milano, Tel. 577-727.

SAFAI - Studio Applicazioni Forniture Articoli Industriali - Piazzale Lavater, 2, Milano. Tel. 273-581.

FONORIVELATORI - FONOINCISORI DISCHI PER FONOINCISORI

CARLO BEZZI S. A. ELETTROMECCANICA - Via Poggi 14, Milano, Tel. 292-447 - 292-448.

DIAPHONE RADIO DISCHI FONOINCISORI (Brev. Ing. D'Amia) - Corso Vittorio Emanuele, 26, Milano, Tel. 50-348 - 75-843.

MARSILLI - Via Rubiana, 11, Torino, Tel. 73-827.

SOC. NINNI & ROLUTI - Corso Novara, 3, Torino, Tel. 21-511 - Fonoincisori Rony Record.

S.T.E.A. - Dischi - Corso G. Ferraris, 137, Torino, Tel. 34-720.

GRUPPI DI ALTA FREQUENZA E TRASFORMATORI DI MEDIA FREQUENZA

ALFA RADIO di Corbetta Sergio - Via Filippino Lippi, 36, Milano, Tel. 268-668.

BRUGNOLI RICCARDO - Corso Lodi, 121 - Milano - Tel. 574-145.

CORTI GINO - Radioprodotti Razionali - Corso Lodi, 108, Milano, Tel. 572-803.

LARIR - Laboratori Artigiani Riuniti Industrie Radioelettriche - Piazzale 5 Giornate, 1, Milano, Tel. 55-671.

RADIO R. CAMPOS - Via Marco Aurelio, 22, Milano. Tel. 283-221.

ROSWA - Via Porpora, 145, Milano, Tel. 286-453

TELEJOS RADIO - Ufficio vendita in Varese, Via Veratti, 4 - Tel. 35-21.

VERTOLA AURELIO - Laboratorio Costruzione Trasformatori - Viale Cirene, 11, Milano, Tel. 54-798.

IMPIANTI SONORI RIPRODUTTORI TRASDUTTORI ELETTRO-ACUSTICI E ALTOPARLANTI - MICROFONI CUFFIE ECC.

DOLFIN RENATO - Radioprodotti do. re. mi - Piazzale Aquileja, 24, Milano, Tel. 498-048 - Ind. Telegr. Doremi Milano.

ERNESTI ALFREDO - Via Napo Torriani, 3, Milano - Tel. 67-013.

FONOMECCANICA - Via Mentana, 18, Torino.

A. FUMEO S. A. - Fabbrica Apparecchi Cinematografici Sonori - Via Messina, 43, Milano, Tel. 92-779.

HARMONIC RADIO - Via Guerzoni, 45, Milano, Tel. 495-860.

LIONELLO NAPOLI - Viale Umbria, 80, Milano, Tel. 573-049.

M. MARCUCCI & C. - Via Fratelli Bronzetti, 37, Milano, Tel. 52-775.

METALLO TECNICA S. A. - Via Locatelli, 1, Milano, Tel. 65-431.

O.R.A. - Officine Costruzioni Radio ed Affini - Via Ciambellino, 82, Milano, Tel. 12-324.

ISOLANTI PER FREQUENZE ULTRA ELEVATE

IMEC - Industria Milanese Elettro Ceramica - Ufficio vendita: Via Pecchio, 3, Milano, Tel. 23-740 - Sede e Stabilimento a Caravaggio, Tel. 32-49.

LABORATORI RADIO SERVIZI TECNICI

DITTA FRATELLI MALISANI - Via Aquileja, 3 int. 2, Udine - Moderno Laboratorio radio - Vendita e riparazione apparecchiature radioelettriche.

GALLOTTA PIETRO - Via Capolago, 14, Milano, Tel. 292-733.

RADIO FERRARESE - Via Settembrini, 54, Milano, Tel. 263-115.

SAFIMA RADIO - Via Viviani, 10, Milano, Tel. 67-126.

D. VOTTERO - Corso V. Emanuele, 17, Torino, Tel. 52-148.

RAPPRESENTANZE ESTERE

LARIR - Laboratori Artigiani Riuniti Industrie Radioelettriche - Piazzale 5 Giornate, 1, Milano, Tel. 55-671.

PIMABOR - Compagnia Importazioni Esportazioni - Via Cesare Balbo, 13 - Milano, Tel. 580-720 - Ind. Telegr. FIMABOR MILANO.

SICE Piazza Castello, 22, Milano, Tel. 89-850.

STRUMENTI E APPARECCHIATURE DI MISURA

BELOTTI S. & C. S. A. - Piazza Trento, 8, Milano - Telegr.: INGBELOTTI-MILANO - Tel. 52-051, 52-052, 52-053, 52-020.

AESSE - Apparecchi e Strumenti Scientifici ed Elettrici - Via Rugabella, 9, Milano, Tel. 18-276 - Ind. Telegr. AESSE.

BOSELLI ENRICO (DITTA) - Forniture Industriali Apparecchi di Controllo - Via Londonio, 23, Milano, Tel. 91-420 - 95-614.

DONZELLI E TROVERO - Soc. a Nome Collettivo - Via Carlo Botta, 32, Milano, Tel. 575-694.

DOTT. ING. F. SCANDOLA - Via G. Aselli, 25, Milano, Tel. 294-902 - Esclusività per l'Italia e per l'Estero - Ditta I.C.E. Industria Costruzioni Elettromeccaniche - Esclusivista per il Piemonte e per la Liguria - S. A. MIAL.

ELEKTRON - Officine Radioelettriche di Precisione - Via Pasquirolo, 17, Milano, Tel. 88-564.

ELETTROCOSTRUZIONI - Chinaglia - Belluno, Via Col di Lana, 22, Tel. 202, Milano - Filiale: Via Cosimo del Fante, 9, Tel. 36-371.

FIEM - Fabbrica Strumenti Elettrici di misura - Via della Torre, 39, Milano, Tel. 287-410.

G. FUMAGALLI - Via Archimede, 14, Milano, Tel. 50-604.

INDUCTA S. a R. L., Piazza Morbegno, 5, Milano, Tel. 284-098.

MANGHERINI A. - Fabbrica Italiana Strumenti Elettrici - Via Rossini, 25, Torino, Tel. 82-724.

MEGA RADIO di Luigi Chiocca - Via Bava, 20 bis, Torino, Tel. 85-316.

MIAL DIELETTRICI - Via Rovetta, 18, Milano, Tel. 286-968.

OHM - Ing. Pontremoli & C. - Corso Matteotti, 9, - Milano, Tel. 71-616 - Via Padova, 105, Tel. 285-056.

S.E.P. - Strumenti Elettrici di Precisione - Dott Ing. Ferrari, Via Pasquirolo, 11, Tel. 12-278.

SIPIE - Soc. Italiana per Istrumenti Elettrici - Pozzi e Trovero - Via S. Rocco, 5, Milano, Tel. 52-217, 52-971.

Strumenti Elettrici di Misura - S.R.L. - Via Pietro Calvi, 18, Milano, Tel. 51-135.

TELAI CENTRALINI ECC.

MECCANOTECNICA ODETTI - Via Lepanto, 1, Milano, Tel. 691-198.

TRASFORMATORI

AROS Via Bellinzaghi, 17, Milano, Tel. 690-406.

BEZZI CARLO - Soc. An. Elettromeccaniche - Via Poggi, 14, Milano, Tel. 292-447, 292-448.

ERNESTI ALFREDO - Via Napo Torriani, 3, Milano Tel. 67-013.

Laboratorio Trasformatori di M. PAMPINELLA - Via Olona, 11, Milano, Tel. 30-536.

LARIR - Laboratori Artigiani Riuniti Industrie Radioelettriche - Piazzale 5 Giornate, 1, Milano, Tel. 55-671.

L'AVVOLGITRICE di A. TORNAGHI, Via Tadino, 13, Milano.

MECCANOTECNICA ODETTI - Via Lepanto, 1, Milano, Tel. 691-198.

S. A. OFFICINA SPECIALIZZATA TRASFORMATORI - Via Melchiorre Gioia, 67, Milano, Tel. 691-950.

VERTOLA AURELIO - Laboratorio Costruzione Trasformatori - Viale Cirene, 11, Milano, Tel. 54-798.

VALVOLE RADIO

FIVRE - Fabbrica Italiana Valvole Radio elettriche - Corso Venezia, 5, Milano, Tel. 72-986 - 23-639.

PHILIPS RADIO S.p.A. - Milano, Viale Bianca di Savoia, 18 Tel 32-541

Stampato dalla TIPEZ - Milano per conto della Editrice IL ROSTRO, Via Senato 24 - Milano - Responsabile LEONARDO BRAMANTI - Autorizz. Pref. 043.10381

CONCESSIONARIA PER LA DISTRIBUZIONE IN ITALIA S. T. E. – CORSO SEMPIONE, 6 – MILANO